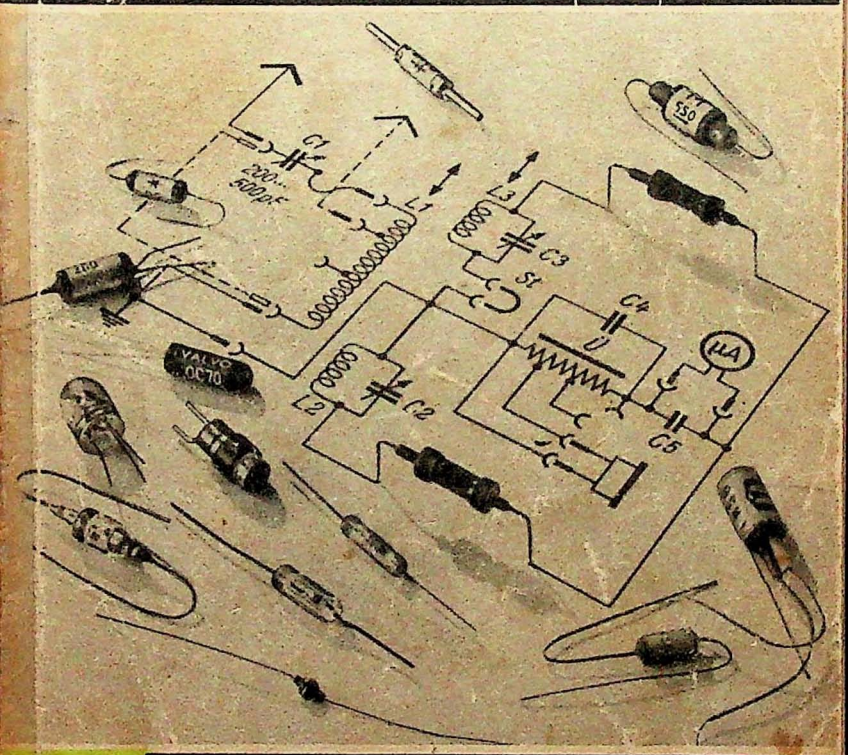
radio
PRAKTIKER
bücherei

HERBERT G. MENDE

Rundfunkempfang ohne Röhren

Vom Detektor zum Transistor



27/27a

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

radio PRAKTIKER bücherei

Leicht verständlich, aber technisch zuverlässig, inhaltreich und doch billig sind alle Bände dieser radio- und fernsehtechnischen Bücherei. Namhafte Autoren sind ihre Mitarbeiter, die sich diesem neuen Vorhaben in der richtigen Erkenntnis zur Verfügung stellten, daß es heute mehr denn je darauf ankommt, jedem einzelnen Interessenten, vor allem auch dem Lernenden, dem Schüler, Studenten und Lehrling, den Aufbau einer kleinen radiotechnischen Bibliothek zu ermöglichen. Deshalb wurden Umfang, Ausstattung und Preis so aufeinander abgestimmt, daß für den aufzuwendenden niedrigen Betrag ein Optimum an Wissensstoff und Unterlagen geboten werden kann.

Ausführliches Verzeichnis am Schluß des Heftes oder gratis durch den Buchhandel

Jede Nr. 64 Seiten
mit vielen Bildern

DIE NEUESTEN BÄNDE

Moderne Schallplattentechnik. Von Dr.-Ing. Fritz Bergtold. Mit 244 Bildern.	Nr. 63/65 *
Sender-Baubuch für Kurzwellen-Amateure, II. Teil. Von Ing. H. F. Steinhauser. Mit 52 Bildern.	Nr. 66/67
Formelsammlung für den Radio-Praktiker. Von Dipl.-Ing. Gg. Rose. Mit 170 Bildern.	Nr. 68/70 *
Bastelpraxis, Band I. Allgemeine Arbeitspraxis. Von Werner W. Diefenbach. Mit 50 Bildern.	Nr. 71 *
Drahtlose Fernsteuerung von Flugmodellen. Von Karl Schultheiss. Mit vielen Bildern.	Nr. 72/73
Einkreis-Empfänger. Von H. Sutaner. Mit 65 Bildern.	Nr. 74
So gleicht der Praktiker ab. Von Ing. Otto Limann. Mit 45 Bildern. 2. u. 3. Aufl.	Nr. 75
Bastelpraxis, Band II. Theoretische u. prakt. Grundlagen. Von Werner W. Diefenbach. Mit 78 Bildern.	Nr. 76 *
Der Selbstbau von Meßgeräten für die Funkwerkstatt. Von Ernst Nieder. Mit 29 Bildern.	Nr. 77
Schwebungssummer. Von Herbert Lennartz. Mit 42 Bildern.	Nr. 78
Bastelpraxis, Band III. Von Werner W. Diefenbach. Mit Bildern.	Nr. 79 *

* Auch in Ganzleinen erhältlich.

Rundfunkempfang ohne Röhren

Vom Detektor zum Transistor

Von

HERBERT G. MENDE

Beratender Ingenieur

Mit 94 Bildern und 12 Tabellen

5., erweiterte Auflage

FRANZIS-VERLAG MÜNCHEN

Verlag der G. Franz'schen Buchdruckerei G. Emil Mayer

Heft 27/27a der RADIO-PRAKTIKER-BÜCHEREI

Das Umschlagbild zeigt
eine Anzahl moderner Kristalloden deutscher Spezialfirmen
(Aufnahme: Carl Stumpf)

Zeichnungen von Erich Schülzke

Sämtliche Rechte — besonders das Übersetzungsrecht — an Text und Bildern vorbehalten. Fotomechanische Vervielfältigung nur mit Genehmigung des Verlages. Jeder Nachdruck, auch auszugsweise, und jede Wiedergabe der Bilder, auch in verändertem Zustand, sind verboten.

1955

Druck: G. Franz'sche Buchdruckerei G. Emil Mayer, München 2, Luisenstraße 17

Vorwort

Seit es Röhren gibt, hat es nicht an Versuchen gefehlt, Rundfunkempfang auch ohne (Glühkatoden-)Röhren zu erzielen. Als ein Ergebnis dieser Bestrebungen hat sich der schon vor der Einführung der Röhre bewährte Detektorempfänger bis in unsere Tage halten und außer den klassischen Wellenbereichen auch den Kurzwellen- und Ultrakurzwellenbereich erobern können. Die kommerzielle Entwicklung von Detektoren für noch höhere Frequenzen führte parallel mit einer gründlichen Erforschung der Halbleitervorgänge zur Kristalldiode und zum Transistor. Beide werden — wenn nicht alles täuscht — in Zukunft eine große Rolle im Empfänger- und allgemein im Gerätebau der Fernmeldetechnik spielen und viele Röhrentypen ersetzen oder verdrängen. Über die Möglichkeiten, die sich heute und in Zukunft daraus für einen röhrenlosen Rundfunkempfang ergeben, will das vorliegende Bändchen berichten. Dabei wird sich die interessante Perspektive auftun, daß unsere gesamte Röhrentechnik eigentlich nur ein historisch bedingter Umweg bei der Verarbeitung hochfrequenter Ströme ist.

Vorwort zur 4. und 5. Auflage

Nach dem Erscheinen der ersten Auflage dieses Bändchens haben die Anwendungen der Halbleitertechnik in einem Maße an Bedeutung gewonnen, daß mit der vorliegenden vierten Auflage eine Erweiterung zum Doppelband erforderlich wurde. Gleichzeitig ergab sich damit die Möglichkeit, die aus der Industrie wie aus der Amateurpraxis an den Verfasser herangetragenen Wünsche weitgehend zu berücksichtigen.

Der Verfasser dankt den Herren Prof. Dr. Dr. H. F. Mataré, Dr. H. Rothe, Dr. Schloemilch, Dr. Siebertz und Dr. K. Steimel für aufschlußreiche Gespräche und den deutschen Halbleiterfirmen für die Überlassung wertvoller Unterlagen.

Bielefeld Herbert G. Mende

Inhalt

I. Einleitung ... 5

II. Detektoren und Kristalldioden ... 6
a) Wirkungsweise ... 7
Die klassischen Detektortheorien ... 7
Die Theorie der Halbleiter ... 8
Besonderheiten der Spitzengleichrichtung ... 11
Besonderheiten des Flächengleichrichters ... 13
b) Ausführungsformen ... 14
c) Konstruktionsfragen und Herstellungsprobleme ... 19

III. Schaltungstechnik der Detektoren und Kristalldioden ... 30
a) Moderne Detektorempfänger ... 30
Empfänger für Lang- und Mittelwellen ... 32
Kurzwellenempfänger ... 39
Ultrakurzwellenempfänger ... 40
b) Detektor- und Diodenmischung ... 42
c) Kristalldioden im Rundfunkempfänger ... 44
d) Kristalldioden im Fernsehempfänger ... 47

IV. Varistoren ... 49

V. Transistoren ... 53
Vorbemerkung ... 53
a) Theorie ... 55
b) Ausführungsformen ... 60
1. Spitzentransistoren ... 60
2. Flächentransistoren ... 62
3. Der Fieldistor ... 64
4. Tetroden ... 65
c) Konstruktionsfragen und Herstellungsprobleme ... 66

VI. Schaltungstechnik der Transistoren ... 69
a) Das Rauschen der Transistoren ... 69
b) Rundfunkempfänger ... 70
1. Audionschaltungen ... 74
2. Oszillatoren ... 76
3. Mischstufen ... 78
4. Zf- und Hf-Verstärker ... 79
5. Nf-Verstärker ... 81
6. Leistungsstufen ... 84
7. Vollständige Empfängerschaltungen ... 87
c) Fernsehempfänger ... 93

VII. Vom sachgemäßen Umgang mit Kristalloden ... 95

VIII. Andere röhrenlose Schaltungsbausteine ... 98
a) Magnetische Verstärker ... 98
b) Dielektrische Verstärker ... 99

IX. Besondere Probleme des röhrenlosen Rundfunkempfangs ... 103
a) Antennen ... 103
b) Elektroakustische Wandler ... 104
c) Verluste ... 108

X. Geschichtliches ... 110

Anhang ... 115

Verzeichnis der im Text erwähnten Literaturstellen ... 117

Namenverzeichnis ... 119

Sachverzeichnis ... 120

I. Einleitung

Ganz roh und vorsichtig geschätzt werden täglich auf der Erde mindestens 8 Millionen Kilowattstunden allein für die Heizung von Verstärkerröhren verbraucht und — bezahlt. Seit serienmäßig hergestellte Glühkatodenröhren in nennenswertem Umfang in die Hoch- und Niederfrequenztechnik Eingang fanden, hat man immer wieder nach Möglichkeiten gesucht, die für die eigentliche Verstärker- oder Relaiswirkung der Röhre unnötige Heizleistung herabzusetzen oder durch Konstruktion kalter Katoden ganz zu vermeiden*). Auch durch Bauelemente völlig anderen Emissionsprinzips suchte man das gleiche Ziel zu verwirklichen. Die Versuche mit kalten Katoden (1)**) verliefen jedoch (mit Ausnahme der Glimmlichtgleichrichter) insofern ergebnislos, als es nicht gelang, serienreife und austauschbare Röhren ohne Heizung zu bauen. Der andere Weg — die Ausnutzung anderer physikalischer Effekte zur Elektronenemission — war bereits von Anfang an, ja noch *vor* der Existenz von Elektronenröhren, wenigstens für die Empfangsgleichrichtung gangbar (Detektorempfänger). Heute treffen sich beide Wege bei Halbleiterkonstruktionen wie dem Transistor, die zwar Elektrodenspannungen, jedoch keine Heizleistung benötigen. Der Detektorempfänger aber, der keinerlei Hilfsstromquellen benötigt, wird auch in Zukunft aus wirtschaftlichen Gründen eine gewisse Daseinsberechtigung behalten. Ohne jede zusätzliche Stromquelle macht er noch Antennenleistungen bis größenordnungsmäßig 10^{-10} Watt unmittelbar hörbar **(Bild 1)**, während der Transistorempfänger **(Bild 2)** für qualitativ den gleichen Zweck zwischen $^1/_{100}$ und ½ Watt Fremdleistung benötigt und ein mittleres Röhrengerät mit seiner erheblich größeren Verstärkerreserve z. B. 40 Watt aus Hilfsstromquellen entnehmen muß. Dabei liegt der Gesamtwirkungsgrad des Röhrenempfängers auch bei nur max. 10 % (bei Zimmerlautstärke sogar unter 1 %), wie **Bild 3** andeutet. Aus dieser groben Gegenüberstellung erkennt man schon, daß sich auch heute noch eine ernsthafte Beschäftigung

*) Über diese Bestrebungen berichten wir in Band 18/19 dieser Reihe

**) siehe Literaturverzeichnis

1. durch Elektronenemission an der Kontaktstelle (3, 4, 5, 12),
2. durch Elektrostriktion, wie bei allen Piezokristallen (3),
3. thermoelektrisch (3, 6, 7, 8, 12) und
4. elektrolytisch (Feuchtigkeitshäutchen an der Kontaktstelle) (3, 5, 8, 9, 10, 12).

Von diesen Theorien hielt sich zunächst am hartnäckigsten die vierte, während in den letzten Vorkriegsjahren die erste und zweite in Zusammenwirkung miteinander die meisten Anhänger hatten. In der Praxis dominierte dagegen folgender Gesichtspunkt:

Es mußten für gute Gleichrichterwirkung offenbar stets eine besondere Grenzschicht, z. B. eine dünne Oxydschicht, und ein deformiertes elektrisches Feld an der Kontaktstelle vorhanden sein — je dünner, desto wirksamer, während bei dicken Oxydschichten der höhere Übergangswiderstand die Gleichrichterwirkung zu vermindern schien. Diese Erkenntnis ergab sich aus langjährigen Versuchen an Kristalldetektoren, für die auch im Laufe der Zeit die eben genannten vier und weitere Theorien aufgestellt wurden. Hieraus läßt sich weiterhin erkennen, daß bei (einstellbaren) Kristalldetektoren stets verschiedene Faktoren zusammenwirkten, die bei den Untersuchungen, spez. für die Theorien 2. bis 4., unmöglich vollständig berücksichtigt werden konnten. Weitere Verwirrung schuf die Tatsache, daß Detektoren u. U. fallende Kennlinien aufweisen und dann zur Schwingungserzeugung geeignet sind (11). Der heute eingeschlagene Weg, auch die Wirkungsweise des klassischen Kristalldetektors an Hand der umfassenden Halbleitertheorien zu erklären, erscheint daher sinnvoller und hat neben vielen interessanten Ergebnissen die Aufdeckung einer Reihe Irrtümer bei früheren Veröffentlichungen auf diesem Gebiete zur Folge gehabt.

Die Theorie der Halbleiter, die ihrerseits auf Einzeltheorien verschiedener Forscher aufbaut und noch nicht als abgeschlossen gelten kann, ist tief in der Atomphysik einerseits und in Chemie, Metallurgie und Kristallographie andererseits verankert. Die Vorgänge an Grenzschichten und an Berührungsstellen zwischen Leitern verschiedenen Typs sind, wie sie sich uns heute darstellen, außerordentlich kompliziert

und verlangen die gleichzeitige Betrachtung und Beachtung verschiedenartiger Einflüsse. Deswegen kann an dieser Stelle nur versucht werden, eine Andeutung der wichtigsten Zusammenhänge zu geben. Für ausführlichere sachlich exakte Darstellungen müssen wir auf die zahlreiche Literatur (12 bis 23, 36 u. a.) verweisen. Folgende Einzelheiten aber sollten wir uns merken:

1. Chemisch wirklich reine nichtmetallische Elemente sind Isolatoren. Sie werden jedoch je nach dem Grad ihrer Verunreinigungen halbleitend oder leitend, wobei bereits Spuren oder spurenhafte Änderungen in Art und Konzentration der Verunreinigungen das elektrische Verhalten der betreffenden Stoffe grundlegend verändern können. Bei Verbindungen, die als Halbleiter anzusehen sind, unterscheidet man nach Art der Stromträger zunächst zwischen ionischen, elektronischen und gemischten Halbleitern, von denen für uns nur die elektronischen Halbleiter, wie Silizium, Germanium und intermetallische Stoffe in Betracht kommen, da die ionische Halbleitung stets mit elektrolytischen Zersetzungseffekten und keiner oder nur mangelhafter Gleichrichterwirkung verbunden ist.

2. Ausgehend von der Vorstellung der Atomtheorie (24), daß die Atome der verschiedenen Elemente sich durch verschieden vollständig ausgebaute Elektronenschalen unterschiedlicher Zahl unterscheiden und damit die chemische Valenz oder Wertigkeit (24, 25) zusammenhängt, erklärt sich die Tatsache, daß der Übergang eines Elektrons in eine andere Bahn (z. B. höherer Ordnung) nur sprunghaft und nur dann möglich ist, wenn die zur Überwindung der Energiedifferenz zwischen der höheren und tieferen Elektronenbahn notwendige Energie durch Temperatursteigerung oder andere Einflüsse aufgebracht wird und wenn ferner das „erstrebte" Energieband (15 u. a.) noch nicht vollständig besetzt ist. Unabhängig von dieser (wellenmechanischen) Vorstellung lassen sich die Halbleitereffekte auch nach anderen Theorien (12, 20, 26 u. a.) erklären.

3. Im Gegensatz zu den Metallen stehen bei den Halbleitern nur relativ wenig freie Elektronen zum Stromtransport zur

Verfügung, so daß die zur Leitung benötigten Elektronen eigentlich dem (kristallinen) Molekülverband entnommen werden müßten.

Wie wir aber unter 1. sahen, ist für die Leitung in Halbleitern das Vorhandensein von definierten Verunreinigungen — oder anderen Störungen im Aufbau — in Form sogenannter Störstellen Voraussetzung. Entstehen diese Störstellen durch Zusatz von Fremdelementen, die ihrer Wertigkeit nach überzählige Elektronen haben (z. B. Phosphor, Arsen, Antimon bei Germanium), so ergibt sich ähnlich wie bei den Metallen eine echte Elektronenleitung oder (wegen der überzähligen Elektronen) „Überschußleitung" (Donator-Zusatz). Fehlt den Verunreinigungen jedoch ein Elektron je Atom gegenüber der Wertigkeit des eigentlichen Halbleiterwerkstoffes (z. B. Bor, Gallium, Indium bei Germanium), so entstehen Elektronenlöcher (Acceptor-Zusatz). In diesem Falle kann eine Stromleitung nur dadurch erfolgen, daß ein Nachbar-Elektron ein Loch besetzt, um selbst dabei ein Loch zu hinterlassen, das wiederum vom nächsten Nachbarelektron ausgefüllt wird. Es ergibt sich dabei eine Leitungsart, die durch das Wandern von Löchern (entgegengesetzt zur Elektronenrichtung) gekennzeichnet ist und die infolgedessen als Löcherleitung oder Defektelektronenleitung bezeichnet wird. Halbleiter mit dieser Leitungsart nennt man entsprechend dem positiven Verhalten ihrer Stromträger p-Typ-Halbleiter, während die Elektronenleiter nach ihren negativen Stromträgern n-Typ-Halbleiter genannt werden. Bei Germanium z. B. kommen beide Leitungsarten vor, wobei zu bemerken ist, daß keine der Leitungsarten vollkommen rein erscheint. Vielmehr treten Elektronen- und Löcherleitung meist nebeneinander auf, wobei das Überwiegen der einen Leitungsart das äußere Verhalten des Halbleiters und damit seinen Typ bedingt. Allerdings setzen hochsperrende Germaniumdioden nach bisherigen Anschauungen ein sehr starkes Überwiegen des einen Leitungstyps voraus, das fast einer reinen n- oder p-Leitung entspricht, während neuere Veröffentlichungen das Nebeneinanderbestehen von n- und p-leitenden Schichten vertreten (35 u. a.). Diese Betrachtungen lassen sich durch

die oben erwähnte wellenmechanische Darstellungsart widerspruchslos ergänzen, wenn man daran denkt, daß jedem (um einen Atomkern) kreisenden Elektron ein bestimmter Energiezustand entspricht, der sich nach *Pauli* innerhalb der Elektronenhülle des betr. Atoms nicht wiederholen darf. Jeder Atomart mit einer ihr eigentümlichen Elektronenschalenbesetzung entsprechen also ganz bestimmte Energiezustände, die in Energieniveaus oder -bänder zusammengefaßt werden und deren energiemäßiger Abstand in eV (Elektronenvolt) von den wanderlustigen Elektronen überwunden werden muß. Dabei sind Zahl und gegenseitige Abstände der Energieniveaus von Stoff zu Stoff verschieden. Beispielsweise beträgt der Abstand zwischen dem vollbesetzten (Valenz-) Band und dem teilweise besetzten (Leitfähigkeits-) Band bei Germanium 0,2...0,7 eV, bei Silizium 1,11 eV, bei Diamant (einem Isolator gleichen Aufbaus) 7 eV und bei guten Isolatoren größenordnungsmäßig 20 eV. Dagegen überlappen sich die Energiebänder bei den als guten Leitern bekannten Metallen (0 eV). (Die bei Halbleitern und Isolatoren bestehende Lücke zwischen Leitfähigkeits- und Valenzband wird auch als verbotenes Band bezeichnet, weil Elektronen des betreffenden Stoffes in diesem Energiebereich gewissermaßen ‚nichts zu suchen haben'.)

Der Übergang von dem Valenzband niedrigerer Energie zum Leitfähigkeitsband höherer Energie kann einem Elektron nur durch Energiezufuhr von außen (Temperaturerhöhung, Lichteinfall) gelingen. Allerdings genügt bei vielen Stoffen (z. B. Germanium) schon die Raumtemperatur, um einzelne Elektronen (und Löcher) freizumachen, weil die hierfür notwendige Energie größenordnungsmäßig nur 0,05 eV beträgt.

Besonderheiten der Spitzengleichrichtung

Nun spielt bei dem Übergang zwischen einem Halbleiter und einer metallischen Elektrode die sogen. *Sperrschicht* eine entscheidende Rolle für die Gleichrichterwirkung. Dabei ist sie durchweg kein konstantes Gebilde, sondern sie ‚atmet' gewissermaßen im Rhythmus der angelegten Wechselspannung. Bereits im spannungslosen Zustand gleichen sich die verschiedenen Energiezustände der Atome von Halbleiter

und Metall aus, sobald sich beide berühren, und zwar fließen aus dem ohnehin elektronenarmen Halbleiter Elektronen in das Metall, weil die Austrittsarbeit für Elektronen aus dem Halbleiter wesentlich geringer ist als die aus dem Metall. Es entsteht also eine elektronenarme Grenzschicht innerhalb des Halbleiters und unmittelbar an der Berührungsstelle. Für Elektronen, die aus dem Metall in den Halbleiter wollen, stellt sie eine fast unüberwindbare Potentialschwelle dar, so daß sich bei negativem Metall die Sperrichtung eines n-Typ-Halbleiters ergibt. Bei umgepolter Spannung (also positivem Metall) ergibt sich die Durchlaßrichtung, in der die Elektronen wegen der geringeren Austrittsarbeit leicht aus dem Halbleiter in das Metall strömen. Dabei füllen die aus dem Halbleiter-Inneren nachströmenden Elektronen die Grenzschicht auf und „verwehen" sie, wie *Schottky* sagt. Natürlich liegen die Verhältnisse bei der Löcherleitung, d. h. beim p-Typ-Halbleiter, gerade umgekehrt, indem hier bei vertauschten Vorzeichen die Sperrschicht gerade dann aufgebaut wird, wenn die Spitze positiv ist, wenn also der durch das äußere Feld angestrebte Strom mit dem durch die Differenz der Austrittsarbeiten verursachten Strom richtungsmäßig zusammenfällt, während die Sperrschicht abgebaut wird, wenn der Halbleiter positiv ist, weil die Löcherleitung richtungsmäßig der Elektronenleitung gerade entgegengesetzt verläuft. Die Sperrschicht wird dabei um so dicker (die Kapazität also um so kleiner), je höher die Sperrspannung ist.

Die wirklichen Vorgänge sind im allgemeinen viel komplizierter. Wie auch die bisherigen Erfahrungen mit Transistoren andeuten, ist einer n-Typ-Germaniumoberfläche meist noch eine p-Schicht überlagert, die sich u. a. durch Kapazitätsvergrößerung bzw. Widerstandsverringerung bei kleinen Spannungen bemerkbar macht.

Immerhin erkennen wir an diesen Vorgängen, warum die Platten-Spitzen-Anordnungen unter den Gleichrichtern durchaus keine einheitliche Polarität aufweisen. Auch für die älteren Kristallgleichrichter scheint diese Theorie zutreffend zu sein, da nach neueren Untersuchungen z. B. auch der alte Bleiglanz-Detektor ein Störstellenhalbleiter (12) ist. Aller-

dings ist bei Kristalldetektoren der Halbleiter meist dicker und deswegen sein Ausbreitungswiderstand größer, so daß der Kontaktdruck der Nadelspitze und seine Auswirkung auf den Stromübergang eine größere Rolle für die Gleichrichterwirkung spielt als bei den Kristalldioden.

Besonderheiten des Flächengleichrichters

Der Flächengleichrichter besteht im allgemeinen aus einem mit Fremdatomen ‚verunreinigten' Halbleiter-Kristall, in dem ein n-leitender Bezirk an einen p-leitenden Bezirk stößt. Für die Erklärung der Wirkungsweise kann man eine bekannte (z. B. 50), wenn auch primitive Darstellung nach **Bild 5** wählen. Hier ist der n-leitende Donatorteil durch die positive Ladung der Fremdatome und durch freie Elektronen gekennzeichnet, während sich im p-leitenden Acceptorteil negativ geladene Fremdatome und freie Löcher finden. Die neutralen Atome des Halbleiters, also z. B. die Germaniumatome, sind hier nicht dargestellt. An der Grenzschicht entstehen die in Bild 5 angedeuteten Potentialschwellen, die eine ungehemmte Diffusion der Ladungsträger in das Nachbargebiet verhindern, weil

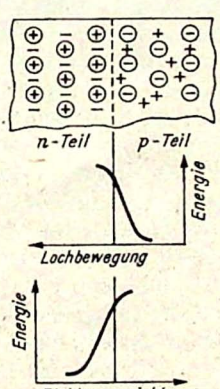


Bild 5. Vereinfachte Darstellung der Potentialschwelle zwischen n- und p-Teil eines Flächengleichrichters

den Löchern und Elektronen auf der anderen Seite gleichpolig geladene Fremdatome gegenüberstehen. Dagegen können Elektronen leicht in das n-Gebiet und Löcher in das p-Gebiet wandern. Legt man nun eine Spannungsquelle so an den Kristall, daß ihr Minuspol am p-Teil liegt, so unterstützt sie dort die Wirkung der negativ geladenen Fremdatome und verstärkt somit die Potentialschwelle (Sperrichtung). Legt man dagegen den Minuspol der Spannungsquelle an den n-Teil, so wird die Potentialschwelle abgebaut (Flußrichtung). Eine zu hohe Spannung zerstört den Gleichrichter, und zwar in Sperrichtung infolge Durchschlags und in Flußrichtung infolge zu hoher Wärmeentwicklung.

Soviel zu den wichtigsten Erkenntnissen der heutigen Halbleitertheorien, wie wir für das Verständnis der Kristalldioden und Transistoren und ihrer grundlegenden Gleichrichtereffekte wissen sollten.

b) Ausführungsformen

Die Bemühungen um empfindliche Empfänger in der Zeit vor der Einführung der Röhren und um röhrenlose Schaltungen nach ihrer Einführung sowie die bis dato bestehende mangelhafte Kenntnis der Halbleitertheorie haben zu einer schier unübersehbaren Zahl von Werkstoffkombinationen und Ausführungsformen innerhalb der letzten 60 Jahre geführt. Ohne auf die historischen Lösungen näher eingehen zu wollen, mag doch ein Blick auf den Stammbaum der Detektorfamilie **(Bild 6)** ganz interessant sein. Man findet dabei, daß einige an sich empfindliche „Wellenanzeiger" im Laufe der technischen Entwicklung ausgeschieden wurden, weil sie zwar für die Langwellen-Telegrafie alle Ansprüche befriedigten, aber für Rundfunkzwecke zu träge arbeiteten, oder aber bei den immer kürzeren Betriebswellen u. a. wegen ihrer störenden Eigenkapazität zu unempfindlich wurden.

Bis in die heutige Zeit hat sich der gute alte Kristalldetektor in mancherlei Gestalt halten können, da er gute Empfindlichkeit mit erträglicher Eigenkapazität vereinte und auch bei höheren Frequenzen nicht immer enttäuschte. Allerdings wurden ihm seine Hauptnachteile, die Erschütterungs-

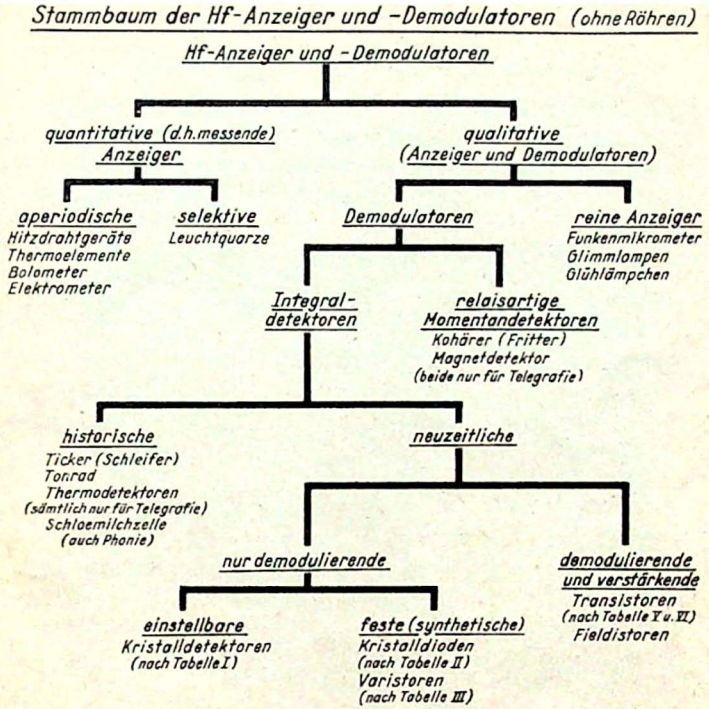


Bild 6.

empfindlichkeit und die inhomogene Kristalloberfläche, bei der mehr oder weniger empfindliche mit tauben Stellen dicht nebeneinander wechseln, zum Verhängnis, als man Detektoren für höchste Frequenzen in kommerzielle Geräte einbauen wollte. Zudem lernte man bei dieser Gelegenheit, daß keine der vier zur Erklärung seiner Wirkungsweise aufgestellten Theorien (3) volle Gültigkeit hatte, sondern daß die dominierenden Effekte nur in Anlehnung an die Halbleitertheorien geklärt werden konnten. Die intensive Beschäftigung mit den Halbleitern förderte jedoch vollkommen neuartige Werkstoffkombinationen zutage, die neben höherer Empfindlichkeit und kleinerer Eigenkapazität auch homogene Oberflächen auf-

Tabelle I

Die wichtigsten Detektor-Kombinationen

Kristall	Gegenelektrode	Polarität *)	Bemerkungen
Aluminium	Tellur, Kupferkies	±	hohe Reinheitsgrade bevorzugt
Anatase ($Ti O_2$)	Metall	(—)	gute Empfindlichkeit
Bleiglanz (Pb S), nat. und künstl.	Grafit, Silber, Bronze, Tellur	(—)	mittl. Empfindlichkeit robust, aber nicht stabil
Eisenkies	Golddraht	(+)	
Germanium	Eisen, Platin, Wolfram	±	stabil, großer Frequenzbereich
Karborund (SiC, Siliziumkarbid)	Stahl, Messing, Neusilber, Kupfer	—	hohe Standzeit und Überlastbarkeit, wie Telefunken ED 150, benötigt ca. 1 Volt Vorspannung
Kupferjodür (Cu J), gepreßtes Pulver	Kupfer, Aluminium, Blei	±	theoretisch sehr gut, kritische Einstellung
Kupferkies (Cu Fe S_2)	Versuch	+	viel verwendet
Molybdänglanz ($Mo S_2$)	Silber, Tellur, Stahl, Kupfer, Antimon, Bronze	(±)	hohe Überlastbarkeit
Perikon (Zinkit, Rotzinkerz ZnO)	Kupferkies, Tellur, Messing	±	sehr empfindlich und hohe Standzeit
Pyrit (Schwefelkies Fe S_2)	Bronze, Eisen, Gold	—	wie Telefunken ED 149, kurzzeitig überlastbar, meist verwendet
Silizium	Tellur, Messing, Stahl, Molybdän u. a.	±	am empfindlichsten sind nat. Kristalle ohne Kalziumgehalt, kritische Vorspannung (z. B. 1,94 V)
Zinnkies ($Sn S_2$), Zinnstein ($Sn O_2$)	Versuch	±	u. U. sehr brauchbar

*) Eine positive Polarität liegt vor, wenn bei angelegter Wechselspannung der Kristall positiv, die Nadel negativ erscheint.

wiesen und bei fest eingestellten, ja sogar verschweißten Kontakten einen einwandfreien Betrieb auch bei höchsten Frequenzen ermöglichten.

Da aber Detektoren wegen ihrer Billigkeit auch heute noch gern für einfachste Detektorempfänger benutzt werden und weil sich zudem jeder angehende Amateur einmal mit dieser interessanten Demodulation befassen sollte, haben wir in

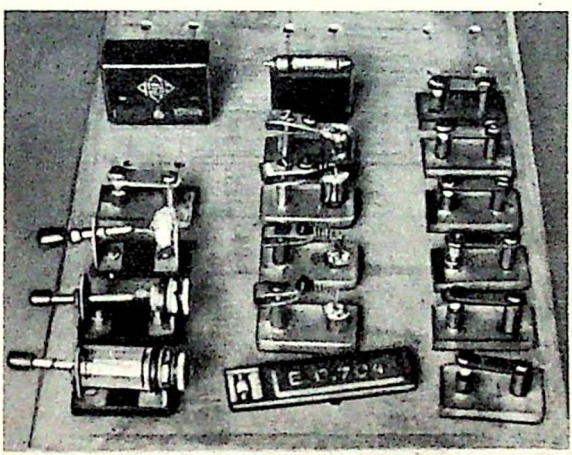


Bild 7. Ein Brett mit Kristalldetektoren und Siliziumdioden für Versuchszwecke

Tabelle I die wichtigsten Detektor-Kombinationen zusammengestellt. Einige Versuchsdetektoren sind mit einer Anzahl der später besprochenen Siliziumdioden in **Bild 7** zu sehen. Zu Tabelle I ist noch zu bemerken, daß einige Detektoren eine Vorspannung E_v benötigen, weil der Knick ihrer Kennlinie nicht im Nullpunkt, sondern im Durchlaßbereich liegt **(Bild 8)**.

Dagegen kommen alle im folgenden besprochenen Kristalldioden ohne Vorspannung aus. Die für C-Gleichrichtung (27) benötigte Vorspannung dient lediglich der Herstellung des Arbeitspunktes, ohne für den normalen Betrieb der Dioden erforderlich zu sein.

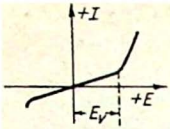


Bild 8. Detektoren mit einer solchen Kennlinie benötigen eine Vorspannung E_V

Im Gegensatz zum Kristalldetektor, dessen elektrische Eigenschaften von Stück zu Stück recht verschieden ausfallen können, ist die moderne K r i s t a l l d i o d e ein fabrikatorisch gut beherrschtes Bauelement, das für die verschiedensten Anwendungszwecke typisiert zur Verfügung steht. **Tabelle II** gibt eine Übersicht über bewährte deutsche Ausführungen mit den wichtigsten Eigenschaften. Allen Dioden gemeinsam sind die folgenden Daten:

Kleinste Abmessungen: (3,5...7 mm ϕ, 7...17 mm Körperlänge), Gewicht: um 1 g (Gramm)

Mechanische Festigkeit: mindestens 10 g (g = Erdbeschleunigung)

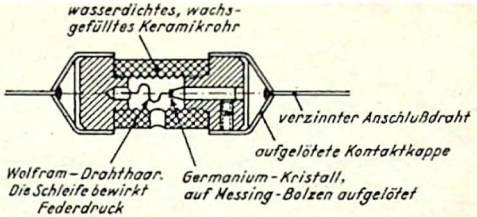
Eigenkapazität: um 1 pF (Proton: 0,2 pF)

Eigeninduktivität: 6...30 nH

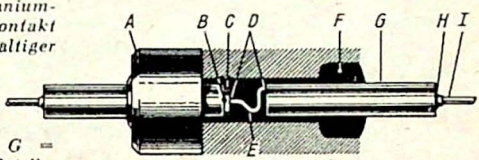
zulässige Umgebungstemperatur: + 50° C, einzelne Typen bis + 75° C

Kleinste Abmessungen und geringes Gewicht ermöglichen die Unterbringung in gedrängten, komplizierten Verdrahtungen. Zusammen mit kleinster Eigenkapazität und -induktivität erleichtern diese Eigenschaften den Gerätebau für höchste Frequenzen (Grenzfrequenz: 400...10 000 MHz).

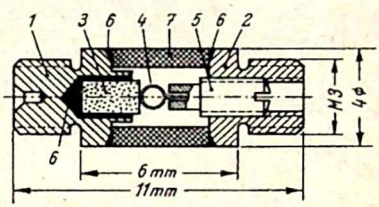
Wie man ferner aus Tabelle II erkennt, sind die elektrischen Daten, wie Vorstrom und Sperrspannung, schon bei den Spitzengleichrichtern auf Werte gebracht worden, die mit dem klassischen Detektor niemals erreicht werden konnten. In der Höhe der erreichbaren Grenzfrequenzen wird die Germanium-Spitzendiode wohl nur noch von der Siliziumdiode übertroffen, während die größte elektrische Belastbarkeit in Zukunft voraussichtlich nur mit Flächendioden auf Germanium- oder intermetallischer Basis erreichbar sein wird



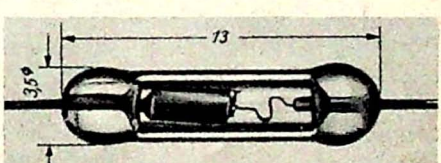
a Sylvania-Germanium-Diode im Schnitt



b General Electric-Germanium-Diode mit geschweißtem Kontakt im Schnitt. A = Mineralhaltiger Kunststoff, B = Lötung, C = Germaniumpille, D = Schweißstellen, E = Platin-Ruthenium-Nadel, F = Kittstelle, G = Nickelstift, H = Schweißstelle, I = Kupferzuleitung

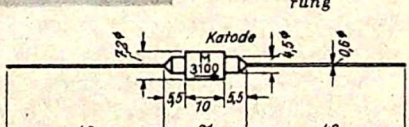


c Schnittbild des Telefunken-Silizium-Detektors ED 705. 1,2 = Messingkappen, 3 = silizierte Kohle, 4 = Molybdän-Kontaktschleife, 5 = verstellbarer Schleifenträger, 6 = Lötstellen, 7 = Keramikröhrchen



d Telefunken-Germaniumdiode in Allglas-Technik

e Proton-Germaniumdiode mit Steckanschluß: links Normal-, rechts Kleinstausführung



f Abmessungen der Intermetall-Germaniumdioden in Preßstoffgehäuse

Bild 10. Verschiedene Ausführungsformen von Kristalldioden

so bemessen ist, daß sie nach Abkneifen der Drahtenden in übliche Halterungen für Glasrohrsicherungen passen.

Abgesehen von diesen mechanischen Gesichtspunkten wird die Konstruktion einer Kristalldiode in erster Linie von den physikalischen Gegebenheiten bestimmt. Bereits das vereinfachte Ersatzschaltbild eines Sperrschicht-Gleichrichters (**Bild 11**) beweist, daß hier keine leichte Aufgabe vorliegt.

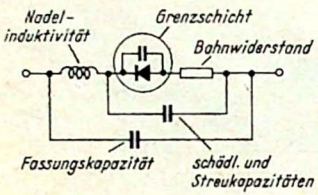


Bild 11. Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Sperrschicht-Gleichrichters (Durchlaßrichtung; in der Sperrrichtung wird der parallel zur Streukapazität liegende Sperrwiderstand wirksam). In Serie zu dieser Ersatzschaltung liegt meist noch die Induktivität der Anschlußdrähte.

Besondere Schwierigkeiten fanden die Entwickler der ersten Höchstfrequenzdioden vor. Als heute noch gültiges Beispiel hierzu sei erwähnt, daß die meist als Nadel bezeichnete Kontaktfeder für die Einstellung des richtigen Kontaktdruckes eine gewisse Elastizität, damit aber auch eine bestimmte Länge und kurvenförmige Auslenkung haben mußte. Das bedeutet wiederum, daß sie auch eine gewisse Induktivität aufweist, die in der Größenordnung von 5 bis 10 nH (10^{-9} H) liegt und um so höher ist, je dünner sie ist (vgl. Bd. 4 dieser Reihe). Nadelinduktivität und (die unvermeidbaren) Streu- und Fassungskapazitäten bilden zusammen einen Schwingungskreis, dessen Eigenfrequenz man durch Kleinhalten beider Faktoren höher als die höchste Betriebsfrequenz legen mußte, um ernste Schwierigkeiten beim Betrieb zu vermeiden.

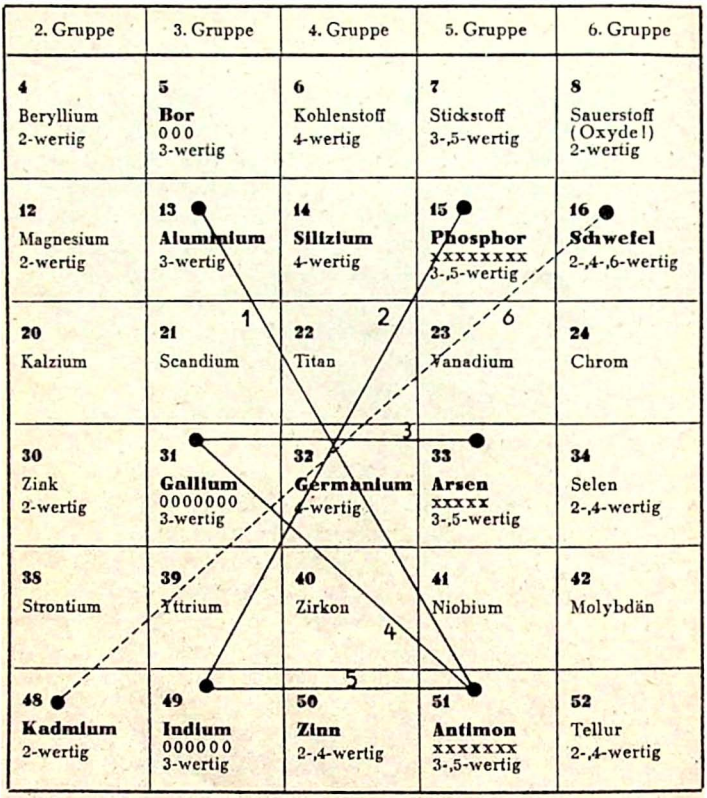
Als Nadelmaterial finden wir heute vorzugsweise Edelmetallegierungen oder Wolfram mit kleineren Durchmessern als 0,2 mm und Spitzen, die nicht stärker als 2 bis max. 20 µ (1 µ = 1/1000 mm) sind. Die Mühe, die auf die eigentliche Gleichrichterkombination verwandt wird, setzt voraus, daß auch die Halterung und die abstandhaltende Isolation höchsten elektrischen Ansprüchen, besonders hinsichtlich der Verlustfrei-

heit, genügen. Daher werden zur Isolation vorwiegend hochwertige Isolierpreßstoffe und Keramiken, Glas und Quarzgut verwendet.

Besonderer Wert muß natürlich auf die Wahl und auf die richtige Behandlung des Halbleiters gelegt werden. Der Halbleiter mit der derzeit größten Bedeutung ist Germanium in Gestalt sogenannter Einkristalle, mit denen man am leichtesten homogene Oberflächen und gleichmäßige Gitterstruktur erzielt. Nach dem Germanium hat das ebenfalls zur 4. Gruppe des Periodischen Systems gehörende Silizium ein großes Anwendungsgebiet gefunden. Während Silizium als Detektormaterial schon seit Jahrzehnten bekannt ist, wird Germanium, ein auf der Grenze zwischen Metallen und Nichtmetallen stehendes und schon 1886 von *Winkler* entdecktes Element, erst seit etwa 1940 für Hf-Gleichrichter und Demodulatoren verwendet.

Der heutige Stand der Halbleiterforschung läßt nun erkennen, daß außer Germanium und Silizium viele weitere Stoffe als Kristallodenhalbleiter aussichtsreich sind, zu denen besonders die schon erwähnten intermetallischen Verbindungen aus Elementen der 3. und 5. Gruppe (aber auch der 2. und 6. Gruppe) des Periodischen Systems der Elemente zu rechnen sind. **Bild 12** vermittelt hierzu an Hand eines Ausschnittes aus dem Periodischen System einen Überblick. Verbindungen wie Aluminium-, Indium- und Galliumantimonid, ferner Indiumphosphid und Galliumarsenid haben sich bereits als aussichtsreiche Halbleiter, z. T. mit besseren Eigenschaften als Germanium, erwiesen (51).

Die Herstellung des Halbleiterplättchens für Kristalldioden und Transistoren verlangt eine außergewöhnliche Sauberkeit und Gewissenhaftigkeit (15,52). Der Ausgangsstoff muß einen Reinheitsgrad haben, der selbst mit spektrographischen Methoden kaum noch kontrollierbar ist. Bei Germanium darf z. B. nur 1 Fremdatom auf 100 000 000 Germaniumatome kommen, um die gewünschten elektronischen Eigenschaften zu gewährleisten. Das bedeutet, daß das Germanium vor dem Zusatz der Fremdatome aus der 3. oder 5. Gruppe des Periodischen Systems noch reiner sein muß, und daß auch alle Geräte, die



00000 = Acceptor-Zusätze für 4-wertige Halbleiter
xxxxx = Donator-Zusätze für 4-wertige Halbleiter

Intermetallische Verbindungen:

1 = Aluminiumantimonid
2 = Indiumphosphid
3 = Galliumarsenid
4 = Galliumantimonid
5 = Indiumantimonid
6 = zum Vergleich (kein Kristallodenhalbleiter): Kadmiumsulfid

Bild 12. Ausschnitt aus dem Periodischen System der Elemente mit einigen bereits untersuchten intermetallischen Verbindungen.

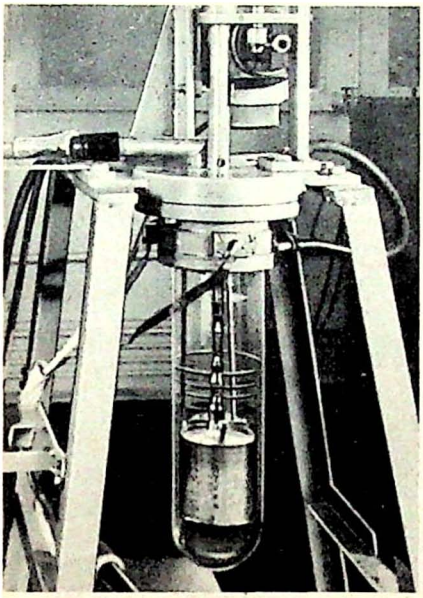


Bild 13. Teil einer Apparatur zur Herstellung absolut reiner Germanium-Einkristalle im Vakuum. In der Mitte des Vakuumgefäßes erkennt man ein Stück des aus der Schmelze gezogenen Einkristalls (Werkbild Telefunken)

während der Herstellung des reinen Halbleiters benutzt werden, ebenfalls physikalisch sauber sein müssen. Besondere Sorgfalt erfordert auch das Züchten der ‚makroskopischen' Einkristalle (**Bild 13**), aus denen anschließend in automatischen Diamantsägen die Plättchen geschnitten werden.

Bei Germaniumdioden mit geschweißten Kontakten, wie sie von der General Electric (USA) hergestellt werden, wird die aus einer Platin-Ruthenium-Legierung bestehende Nadel auf weniger als 0,5 µ Radius angeschliffen, auf die Germaniumpille (mit 0,2% Sb) aufgesetzt und 5 bis 10 Sekunden lang mit 250 mA belastet, wodurch eine Verschweißung bei einer Stromdichte von etwa 10^6 A/cm² erfolgt. Die Durchlaßkennlinie so hergestellter Dioden verläuft über 5 Dekaden wie eine e-Funktion. Nach deutschen Erfahrungen ist ein Verschweißen des Kontaktes aus Stabilitätsgründen nicht erforderlich. Es genügt vielmehr ein Formierprozeß, bei dem das Germanium unter der Spitze wegschmilzt und eine kleine Vertiefung bildet, in der die Spitze ruhen kann. Wenn die Spitze der Nadel aus Gold besteht, das mit einem Element der 3. Gruppe (vgl. Bild 12) legiert ist, ergibt sich beim Formieren eine dauerhafte Verbindung mit dem Germanium der Kontaktstelle, die ebenso hohe Durchlaßströme gewährleistet wie eine geschweißte Kontaktstelle.

Der weitere Herstellungsgang der Kristalldioden wird durch raffinierte Vorrichtungen, zahlreiche physikalische Meßgeräte, Mikroskope und oszillographische Kontrollen beherrscht, deren Besprechung ein ganzes Buch für sich beanspruchen würde.

Das Herstellungsverfahren, das den modernen Kristalldioden auch die Klassenbezeichnung „synthetische Detektoren" gab, ist also ziemlich kompliziert. Denn es kommt ja darauf an, serienmäßig Dioden mit innerhalb einer geringen Toleranz gleichen elektrischen Daten herzustellen.

Der Amateur, dem es nur auf Einzelstücke mit nicht besonders genau vorgeschriebenen elektrischen Werten ankommt, kann sich nach einem netten Rezept von *Paffrath* (28) selbst „Kristalldioden" aus alten Glasrohrsicherungen herstellen, deren Kappen mit kurzen Drahtstücken (nach innen) versehen werden. Das eine der Drahtstücke erhält ein teilweise übergeschobenes Röhrchen, das gleichzeitig einen Splitter eines üblichen Detektorkristalls (empfohlen wird Koh-I-Nor) aufnehmen kann, während das andere ein als Nadel benutztes Chromnickeldrähtchen hält. Die Einstellung erfolgt unter Anlegen von Hochfrequenz und Beobachten des gleichgerichteten Stromes am µA-Meter. Wenn das Maximum gefunden ist, fixiert man die Stellung der Kappen mit Klebstoff und erhält so einen fest eingestellten Detektor mit den mechanischen Eigenschaften einer Kristalldiode, der in jeden Sicherungshalter (als Fassung) paßt. Für den Selbstbau ‚echter' Kristalldioden liefert die Firma Proton (Planegg vor München) Germanium-Elektroden.

Abschließend sei noch erwähnt, daß sich bei höchsten Frequenzen Siliziumdioden (trotz ihrer meist schlechteren Sperrkennlinie) bewährt haben, deren Herstellung ebenfalls mit größter Sorgfalt erfolgt (29). Sie arbeiten mit Wolfram oder Platin-Iridium als Gegenelektrode und können aus p-Typ- oder n-Typ-Silizium gefertigt werden. Dabei eignet sich der p-Typ vorzugsweise als Detektor, da er große Empfindlichkeit bei kleinen Spannungen aufweist, während der n-Typ sich durch besondere Nichtlinearität der Strom-Spannungscharakteristik auszeichnet und daher für Überlagerer besonders geeignet ist.

Wie wir sahen, beginnen die Herstellungsschwierigkeiten schon beim Ausgangsmaterial, d. h. bei der definierten Verunreinigung zuvor hochgereinigter Halbleiter, die deswegen häufig und richtiger Störstellenhalbleiter genannt werden. Bei Spitzensystemen ergeben sich weitere Schwierigkeiten durch die vielen Faktoren, von denen die Eigenschaften des Spitzenkontaktes und seine Konstanz abhängen.

Trotzdem ist die Herstellung von Flächensystemen keineswegs einfacher, weil bei ihnen zusätzliche technologische Probleme zu bewältigen sind. Denn hier kommt es ja darauf an, durch Einbringen zweier verschiedener Arten von Fremdatomen in den Halbleiter-Einkristall eine pn-Verbindung aufzubauen, die bezüglich ihrer elektrischen Eigenschaften ein recht eng toleriertes Verhalten zeigen soll und daher die gleichen Schwierigkeiten bietet wie die Darstellung des Ausgangsmaterials.

Zur Herstellung von pn-Verbindungen für Flächendioden und -transistoren werden zwei grundsätzlich verschiedene Verfahren benutzt. Bei dem einen Verfahren fügt man der Germaniumschmelze, aus der der Kristall gezogen wird, wechselweise die beiden Fremdatomarten hinzu. Die andere Methode benutzt dagegen einen bereits fertigen Einkristall, meist vom n-Typ. Hieraus wird ein Plättchen der gewünschten Größe ausgeschnitten und auf seine eine Seite (bei Transistoren auf beiden Seiten) ein Kügelchen aus einem Acceptorelement gelegt, das bei Erhitzung in das Kristallplättchen eindiffundiert. Die auf diese Weise hergestellten Halbleitersysteme werden daher oft als Diffusions-Flächendioden bzw. -Transistoren bezeichnet.

III. Schaltungstechnik der Detektoren und Kristalldioden

a) Moderne Detektorempfänger

Es ist das Schicksal des Detektorempfängers, daß er von jeher sehr stiefmütterlich behandelt wurde. Vor Beginn des Röhrenzeitalters wurde er zwar unter Anwendung aller damals bekannten wissenschaftlichen Erkenntnisse durchgerechnet, konstruiert und gebaut, was er durch heute unvorstellbare Empfangsergebnisse quittierte. Später aber geriet er auf der kommerziellen Seite in Vergessenheit und wurde das mehr oder weniger dankbare Versuchsobjekt aller Radiobastler. Die raffiniertesten Spulenformen und Detektorzusammenstellungen wurden ausprobiert, die an sich so einfachen Schaltungen im Rahmen aller denkbaren Möglichkeiten variiert — doch wollte es das Unglück, daß sich der Bastler nach Erwerb der primitivsten Fachkenntnisse stets dem Detektor ab- und der Röhre zuwandte. Erst als es sich Ende der dreißiger Jahre herausstellte, daß die Röhre bei der Verarbeitung höchster Frequenzen versagte, entsann man sich reuevoll des Detektors und begann überstürzt seine Weiterentwicklung.

Ein Teilergebnis dieser Bemühungen, nämlich die Entdeckung der vorzüglichen Eigenschaften des Germaniums, zeitigte beim Wiederaufbau der deutschen Radioindustrie nach der Kapitulation den ersten industriell hergestellten *Kurzwellen*-Detektorempfänger. Für die klassischen Wellenbereiche wurden in den Jahren 1945 und 1946 ungezählte Detektorempfänger mehr oder weniger guter Qualität gebaut. Selbst heute beschäftigen sich noch einige namhafte Firmen mit der Fertigung von Detektorgeräten aller Wellenbereiche, obgleich diese in den Prospekten der betr. Firmen oft schamhaft verschwiegen werden. Und der (meist minderbemittelte) Bastler verwendet nach wie vor viel Liebe und Mühe auf den Detektorempfänger, denn dieser ist auch heute noch der einzige Empfängertyp, der ohne jede Hilfsstromquelle auskommt und bei liebevoller Behandlung durchaus brauchbaren Fernempfang in hervorragender Klangqualität

gestattet. Wenn es gelänge, den für den heutigen Stand der Technik geradezu lächerlichen Wirkungsgrad der Lautsprecher, der zwischen 4 und 10 % liegt, zu verbessern, so wäre der Detektorempfang im Lautsprecher wahrhaftig kein Problem mehr. Vielleicht glückt es aber auch auf diesem Gebiet eines Tages einem Bastler, der Wissenschaft und Industrie neue Wege zu eröffnen. Und das ist der Grund, warum auch der fortgeschrittene Amateur es nicht für unter seiner Würde halten sollte, sich eingehend mit dem Detektorempfang zu beschäftigen.

Wie bei allen Anordnungen, bei denen es auf geringste Verluste oder höchste Energieausnutzung ankommt, so ist auch der beste Detektorempfang bei Verwendung einwandfreier Einzelteile nur eine Anpassungsfrage. Die Eingangsschaltung muß an die Antenne, die Belastung durch den Detektor an den Schwingkreis und der Kopfhörer bzw. Lautsprecher an die Gesamtschaltung angepaßt werden, wenn man die vorhandene Hochfrequenzenergie bestmöglich ausnutzen will. Außerdem müssen alle Verluste an Hochfrequenz auf dem Weg von der Antenne zum Gerät, im Schwingkreis selbst und im Detektorzweig vermieden werden. Die sorgfältige Beachtung dieser Gesichtspunkte verteuert natürlich den Empfänger bzw. die Empfangsanlage, besonders, wenn man der Antenne den ihr gebührenden wichtigen Platz einräumt. Trotzdem lohnt sich hier jeder Mehraufwand, wie alle alten Detektor-Amateure bestätigen können.

Legt man eine Parallelschaltung von Detektor und Kopfhörer zwischen Antenne und Erde **(Bild 14)**, so wird man bereits mit dieser in ihrer Einfachheit nicht mehr zu unterbietenden Schaltung in vielen Fällen Empfang eines stark einfallenden Senders erhalten. Ob es sich dabei um einen Mittel-, Lang- oder Kurzwellensender, ja vielleicht sogar um eine UKW-Station handelt, hängt ausschließlich von den örtlichen Empfangsverhältnissen und elektrischen Zufälligkeiten der Anlage ab. Der parallel zum Kopfhörer liegende Kondensator in Bild 14 und späteren Schaltbildern hat eine Größe von einigen Nanofarad. Er darf die Niederfrequenz nicht merkbar schwächen und soll für die zu empfangende Hoch-

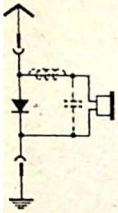


Bild 14. Einfachste Empfangsschaltung mit Kristalldetektor

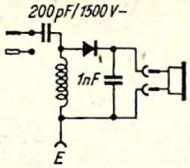


Bild 15. Fest abgestimmter sogenannter Berlin-Stecker von Siemens. Demodulator: Sirutor B/S 5 b I. Die Spule hat etwa 30 Windungen 22/24 mm ∅ × 5 mm; 0,2 CuLS für 841 kHz Empfangsfrequenz

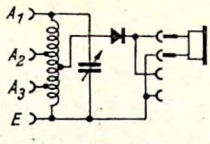


Bild 16. Detektorempfänger von Blaupunkt mit 10-mm-∅-Kreuzwickel-Litzenspule, die zur Antennenanpassung Anzapfungen trägt

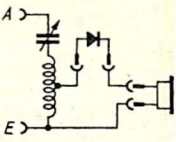


Bild 17. Detektorempfänger von Seibt. Die Spule besteht hier aus einem wild gewickelten Ring 50/60 mm ∅ mit 58 Windungen 0,35 CuL

frequenz einen kleinen Widerstand haben, damit die gesamte zur Verfügung stehende Hf-Spannung zur Erhöhung der Demodulationswirkung am Detektor steht. Um bestimmte Sender hören zu können und durch Ausnutzung der Resonanzüberhöhung auch eine höhere Spannung an den Detektor liefern zu können, als der Antennenspannung entspricht, sieht man einen oder mehrere abstimmbare Schwingkreise vor, für deren Anschaltung im folgenden verschiedene Beispiele gezeigt werden. Obgleich alle derartig ausgebauten Detektorschaltungen außerordentlich einfach sind, finden sich in der Praxis nicht nur des Bastlers, sondern auch der Industrie erstaunlich viele Schaltungsvarianten, von denen die wichtigsten behandelt werden sollen.

Empfänger für Lang- und Mittelwellen

Die historischen Detektorempfänger waren sämtlich für relativ lange Wellen dimensioniert. Daher konnte die Wahl des Detektors nach dem Gesichtspunkt der höchsten Empfindlichkeit (zur Überbrückung großer Entfernungen) und der leichten Einstellbarkeit bzw. des leichten Austausches (nach dem Taubwerden durch Überspannungen, die von großen Antennen bei atmosphärischen Störungen usw. geliefert wurden) erfolgen, während seine Eigenkapazität eine geringere Rolle spielte. Aus jener Zeit (bis etwa 1925) stammen auch die heute noch mitunter benutzten Bezeichnungen wie Primär-,

Sekundär- und Tertiärempfang, für die sich bei den Röhrenschaltungen die äquivalenten Begriffe Ein-, Zwei- und Dreikreiser einbürgerten. Die meisten der heute im Handel befindlichen Detektorempfänger sind ausschließlich für Mittelwellenempfang vorgesehen und verzichten meist auf eine besondere Antennenspule, um die Bedienung zu vereinfachen. Die Schaltung des Kreises kann dabei ganz verschieden aussehen, je nachdem, ob man von der variablen Antennenkopplung Gebrauch machen will oder nicht, und ob man hoch- oder niederohmige Detektoren verwendet. Ein Blick auf einige 1945 neuentwickelte Industrieempfänger soll zeigen, was damit gemeint ist.

Ein sehr einfaches, fest abgestimmtes Gerätchen, den sogen. Berlin-Stecker von *Siemens & Halske,* zeigt **Bild 15.** Mittels zweier Steckerstifte, von denen der eine blind ist, konnte es in jede Lichtnetzsteckdose gesteckt werden, um die Lichtleitung als Antenne zu benutzen. An der dafür vorgesehenen Buchse brauchte dann nur noch eine Erdleitung angeschlossen zu werden, um nach Anschluß des Kopfhörers den eingestellten Sender (z. B. Berlin) zu hören.

Zum Empfang verschiedener Sender kann der Spule ein Drehkondensator parallel gelegt werden. So schalteten die Berliner *Blaupunktwerke* ihr Gerät, bei dem gemäß **Bild 16** der Detektorzweig an einer Anzapfung der Schwingkreisspule liegt, um die Dämpfung des Kreises durch Widerstandstransformation zu vermindern. Zwei weitere Spulenabgriffe dienen der besseren Anpassungsmöglichkeit der Antenne. Bei *Seibt* (**Bild 17**) wurde ein Serienkreis verwendet, dessen Drehkondensator die Antenne in die Abstimmung miteinbezieht. Auch hier ist der Detektorzweig an eine Anzapfung der Spule gelegt, um diese nicht unnötig zu dämpfen. Bei der in **Bild 18** wiedergegebenen Detektorschaltung von *Telefunken* war diese Maßnahme nicht erforderlich, weil der eingebaute Siliziumdetektor den Kreis nicht störend belastet. Dagegen ist hier die Antenne an eine Spulenanzapfung gelegt. Nach dem Prinzip des Spar- oder Autotransformators ist die Wirkung die gleiche, als ob fest mit der Kreisspule eine zusätzliche Antennenspule (zwischen A und E) gekoppelt wäre.

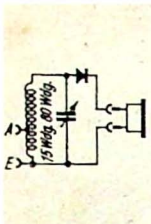


Bild 18. Erste Nachkriegsausführung eines Telefunken-Empfängers mit Silizium-Detektor. Die Spule besteht aus einem gewickelten Ring 25...28 mm ∅ mit etwa 95 Windungen 0,22 mm ∅ CuL

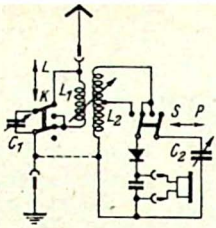


Bild 19. Detektorempfänger mit Umschaltern für Kurz-Lang-Empfang und Primär-Sekundär-Schaltung. C_1, C_2 sind Luftdrehkondensatoren 500 pF; L_1 und L_2 richten sich nach dem Wellenbereich (L_2 für Mittelwellen 0,18 mH)

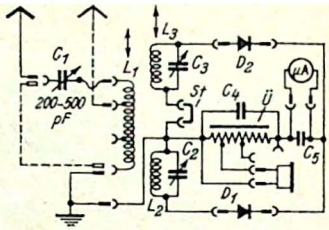


Bild 20. Universal-Detektorempfänger für fortgeschrittene Amateure. L_2 und L_3 erhalten gleiche Windungszahlen, die sich nach den Wellenbereichen richten, für Mittelwellen z. B. 100 Windungen bei 60 mm ∅ und 65 mm Spulenlänge, L_1 erhält 200 Windungen bei 52 mm ∅ und 115 mm Spulenlänge. C_2, C_3 = Luftdrehkondensatoren je 500 pF; C_4, C_5 je 2...5 nF. Ü ist ein Sparübertrager mit etwa 30000 Windungen 0,05 CuL auf M 42-Kern, der Anzapfungen bei der 15000., 17000., 20000 und 25000. Windung erhält (Windungszahlen und Drahtstärke unkritisch!)

Schon an diesen wenigen Beispielen haben wir gesehen, daß die Industrie bei der Fertigung moderner Detektorempfänger auf bedienbare Antennenkopplung verzichtet, weil beim Durchschnittshörer die notwendige Geduld für ein schwer bedienbares Gerät nicht vorauszusetzen ist. Tatsächlich erschweren die Anordnung eines zweiten abstimmbaren Kreises (Sekundärempfang) und die Einrichtung einer variablen Antennenkopplung die Bedienung außerordentlich und verlangen vom Hörer viel Geduld und Fingerspitzengefühl. Der Bastler oder Amateur, der sich mit Detektorempfang beschäftigt, ist dagegen nicht auf einfachste Bedienung angewiesen und wird je nach seinen Antennenverhältnissen eine besondere Antennenspule vorsehen, die mehr (hochinduktive Ankopplung) oder weniger (Spannungstransformation) Windungen als die Kreisspule erhält und beliebig stark an letztere angekoppelt werden kann. Ihm liegen komplizierte Schaltungen schon eher — macht sich doch die aufgewandte Mühe durch über-

durchschnittliche Empfangsleistungen mehr als bezahlt. Aus der überreichen Fülle der möglichen Schaltungen mögen nur zwei bewährte Lösungen angeführt werden.

Bild 19 zeigt einen Sekundärempfänger, der zwei raffinierte Schalter hat: den Kurz-Lang-Schalter und den Primär-Sekundär-Schalter. Wie man leicht verfolgen kann, legt der Kurz-Lang-Schalter in Stellung „Kurz" den Drehkondensator C_1 in Serie zur Antennenspule, was für den Empfang von Wellen, die kürzer als die Eigenwelle der Antenne sind, empfehlenswert ist, während er ihn in Stellung „Lang" parallel zur Spule schaltet, was sich wiederum beim Empfang einer längeren Welle als der Antennenwelle entspricht, bewährt hat.

Der Primär-Sekundär-Schalter geht auf ein *Lorenz*-Patent (DRP 346 804) zurück. In der gezeichneten Stellung „Primär" ist der Drehkondensator abgeschaltet und der Detektorzweig liegt an der gesamten Windungszahl der Spule. In dieser Stellung läßt sich daher der Antennenkreis bequem auf den gewünschten Sender einstellen. Nach Umschalten auf „Sekundärempfang" wird der nun an der Spule liegende Drehkondensator C_2 ebenfalls auf den gewünschten Sender eingestellt, wobei man durch geschickte Wahl der Antennenkopplung und geringfügige Korrektur der übrigen Einstellungen leicht ein Optimum an Lautstärke bei ausreichender Trennschärfe erzielen kann. Diese Art der Einstellung in zwei Etappen war bei den historischen Detektorempfängern weit verbreitet und in Anbetracht der schwachen Sender und der trotzdem zu überbrückenden großen Entfernungen unerläßlich. Meist war allerdings auch noch der Abgriff des Detektorzweiges (ebenso wie die Größe der Antennenspule) verstellbar, so daß sich weitere zwei Arbeitsgänge bei der Abstimmung auf einen Sender und vor der endgültigen Korrektur aller anderen Einstellungen ergaben.

Wer nach gründlichen Erfahrungen mit einfachen Detektorschaltungen nun auch die zuletzt beschriebene Schaltung beherrscht, kann sich für die weiteren Versuche ein Versuchsgerät bauen, dessen Schaltung **Bild 20** zeigt, während eine mögliche Ausführungsform als Brettschaltung in **Bild 21**

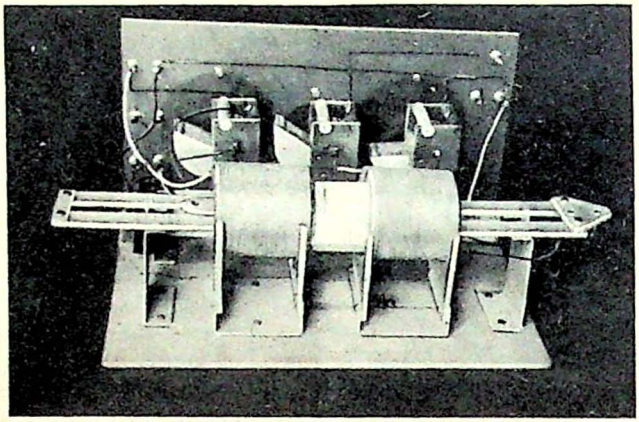


Bild 21. Als Brettschaltung aufgebauter Detektorempfänger nach Bild 20 Frontplatte und Spulenträger aus Trolitul

wiedergegeben ist. Wie der Kenner schnell übersehen wird, eignet sich diese Schaltung für Primärempfang, mit oder ohne Antennenspule, für Sekundärempfang in Eintakt- und Gegentaktschaltung, sowie für Tertiärempfang (bei entferntem Kurzschlußstecker St und zweitem Detektor D_2, unter räumlicher Auseinanderziehung der Spulen in der Reihenfolge Antennen-, Sekundär-, Detektorkreisspule). Die Wahl verschiedener Antennenspulen-Anzapfungen mit oder ohne Drehkondensator (der auch hier in Kurz- oder Langschaltung angeschlossen werden kann), ferner die verschiedenen Spulenkopplungen und Schaltungsmöglichkeiten des Sekundärkreises lassen eine derartige Vielfalt von Schaltungskombinationen zu, daß dieses Gerät nur dem erfahrenen Amateur zu empfehlen ist, der bei jedem Handgriff genau weiß, wie sich dieser auf die Schaltung auswirkt. Weitere Finessen dieser Schaltung sind der Ausgangsübertrager Ü (in Sparschaltung) zur besseren Anpassung des relativ niederohmigen Kopfhörers an den hochohmigen Schwingkreis und die Anschaltmöglichkeit eines µA-Meters zur Abstimmanzeige und messenden Verfolgung der Einstellmaßnahmen.

Überhaupt empfiehlt sich die Einschaltung eines µA-Meters (max. 30 bis 50 µA) in den Hörerkreis auch bei anderen Detektorempfängern mit mehr als zwei Bedienungsgriffen, da das Ohr für Lautstärkeunterschiede weniger empfindlich ist. (Die Lautstärke muß sich z. B. um mindestens 30 % ändern, um auch dem Ohr als Lautstärkeunterschied hörbar zu sein.) Bei allen bisher besprochenen Schaltungen für Lang- und Mittelwellenempfang können übliche Spulen mit Eisenkern ebensogut Verwendung finden. Allerdings ist bei ihnen, ebenso wie bei den zugehörigen Drehkondensatoren, die grundsätzlich nur mit Luftdielektrikum gewählt werden sollten, auf größte Verlustarmut zu achten. Daher vermeide man auch Spulensätze für mehrere Wellenbereiche, bei denen die Umschaltung durch Kurzschluß der nicht benötigten Windungen vorgenommen wird, weil hierbei unschöne Dämpfungen auftreten, die im Gegensatz zum Röhrenempfänger nicht durch Rückkopplung wettgemacht werden können.

Eine Spezialspule (Typ Sp 1) für Mittelwellen-Detektorempfänger mit Kristalldiode wird von der Fa. *Proton* (Planegg vor München) hergestellt. Wie **Bild 22** zeigt, weist sie vier

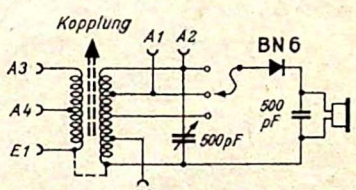


Bild 22. Anwendungsbeispiel für eine Spezialspule, die von der Firma Proton für Kristalloden-empfänger entwickelt wurde.

Anschlußmöglichkeiten für die Antenne und zwei für die Erde auf. Außerdem kann der Diodenkreis an eine der Spulenanzapfungen gelegt werden, um den günstigsten Kompromiß zwischen Lautstärke und Trennschärfe einzustellen.

Wie wichtig ferner eine gute Antenne und Erde sind, braucht an dieser Stelle nicht ausgeführt zu werden. Interessenten seien auf Band 6 der „Radio-Praktiker-Bücherei" und auf die einschlägige Literatur verwiesen.

Auch der Detektor als Herz des röhrenlosen Rundfunkempfängers muß liebevoll ausgewählt werden, wenn man

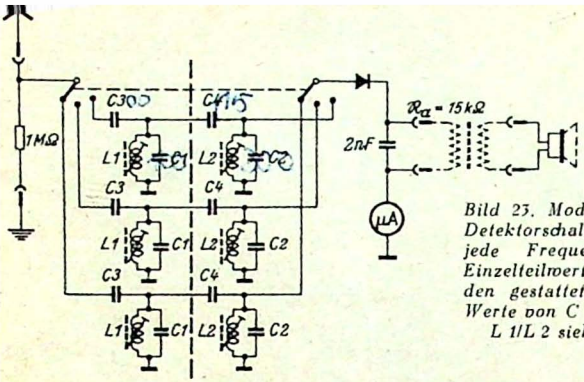


Bild 23. Moderne englische Detektorschaltung, die für jede Frequenz optimale Einzelteilwerte zu verwenden gestattet. Tabelle der Werte von C 1 bis C 4 und L 1/L 2 siehe Seite 115

nicht lieber eine Kristalldiode verwenden will. Die meisten heute im Handel erhältlichen Kristalldioden lassen sich bei den hier aufgeführten Schaltungen ohne weiteres an Stelle eines Detektors einsetzen, wobei es sich empfiehlt, den Diodenzweig an eine Anzapfung des Schwingkreises zu legen, sobald die Abstimmschärfe zu wünschen übrig läßt.

Als Detektoren eignen sich besonders folgende Kristalldioden-Typen:

BN 6	DS 604	GSD 5/6	M 550a	1 N 34
DS 60	GD 1 E	GW 101	OA 50	1 N 54
DS 160	GD 6 E	M 550	OA 150	1 N 81 A

Leser, die gern neue Schaltungen ausprobieren, seien noch auf drei interessante Möglichkeiten hingewiesen. So zeigt **Bild 23** eine englische Entwicklung (53), die für jede Frequenz günstigste Einzelteilwerte zu wählen gestattet und die Bedienung auf das Umschalten des Stationsschalters beschränkt. Das Originalgerät verwendet Industriespulen (mit Gütewerten über 100), die nicht miteinander verkoppelt sein dürfen. Als Demodulator dient eine Germaniumdiode, die für höchste Empfindlichkeit einen großen Vorstrom, für höchste Trennschärfe hohe Sperrspannung aufweisen soll. Zur besseren Anpassung des Diodenkreises wurde das L/C-Verhältnis der Schwingkreise klein gewählt. Die zu Bild 23 angegebenen Kapazitätswerte gelten für eine 24 m lange und 6 m hohe

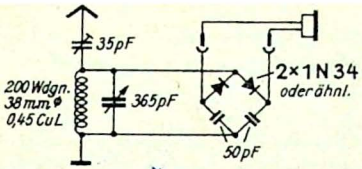


Bild 24. Detektorempfänger mit Vollwegdemodulator

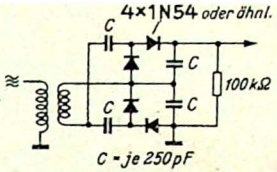


Bild 25. Demodulator mit Spannungsvervierfachung

Antenne. Die Antenne soll so gut sein, daß ein Diodenstrom von rund 20 µA für den Ortssender erzielt wird. In einem ruhigen Raum reichen noch 5 µA für Kopfhörerempfang aus, während für bescheidene Lautsprecherwiedergabe ein Diodenstrom von etwa 100 µA erforderlich ist. Die beiden anderen Schaltungsvorschläge betreffen den Demodulatorkreis. **Bild 24** zeigt einen Vollwegdemodulator (54), der hier hinter einem ganz einfachen Hf-Teil liegt, sinngemäß aber auch mit anderen Hf-Köpfen verwendet werden kann. In **Bild 25** ist eine Anordnung dargestellt, die nicht nur demoduliert, sondern die Nf-Spannung auch noch (theoretisch) vervierfacht (55). Sie sei hier als Anregung für eigene Versuche wiedergegeben.

Kurzwellenempfänger

Wer beim Detektorempfang auf Mittel- und Langwellen schon ausreichende Erfahrungen gesammelt hat, kann sich jetzt mit dem *Kurzwellen*-Empfang befassen. Bei geschickter Wahl des Detektors bzw. der Kristalldiode erhält man mit einer 10...15 m langen Normalantenne ohne Erdleitung überall einwandfreien Empfang, wie der Kurzwellenempfänger von *Siemens* beweist. Auch dieses Gerät **(Bild 26)** verzichtet bewußt auf eine Erdung, in der richtigen Erkenntnis, daß die üblichen Erdleitungen wegen ihrer Länge und Dämpfung bei Kurzwellen versagen und schon die über den Kopfhörer am Gerät liegende Körperkapazität als Behelfserdung ausreicht. Obgleich auch beim Kurzwellenempfang Sekundär- und Tertiärschaltungen denkbar und weitere Schaltungsraffinessen ebenso wie bei längeren Wellen ausführbar sind, wählt man doch zweckmäßig möglichst einfache Schaltungen, weil die

unerwünschte Handkapazität und überhaupt die bei höheren Frequenzen auftretenden Effekte die Bedienung komplizierter Schaltungen unerträglich erschweren. Mehr als bei den länge-

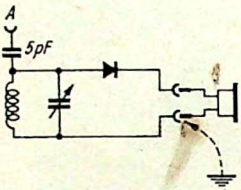


Bild 26. Kurzwellendetektorempfänger von Siemens. Der Demodulator ist ein Germaniumdetektor, die Spule besteht aus 14 Windungen 0,8 CuL auf 22 mm ∅ Hartpapierrohr. Zur Abstimmung dient ein keramischer Scheibentrimmer 20...160 pF

ren Wellen kommt es dagegen hier auf größte Verlustfreiheit an. Auch überrascht es den Praktiker immer wieder, eine wie ausschlaggebende Rolle hier die Spulenform spielt. Eine Spule kann noch so verlustarm und vorschriftsmäßig aufgebaut sein — sie ist oft der einzige Grund für einen Versager. Da hilft nur Experimentieren, bis das richtige Gefühl hierfür erworben ist. Natürlich ist auch die Detektorfrage nicht unkritisch. Es ist nämlich durchaus nicht gesagt (vgl. [38]), daß Detektoren, die bei Mittelwellen gut arbeiten, auch für den Kurzwellenempfang geeignet sind. Vielmehr sollte man gerade hier, nachdem man unter Benutzung eines guten Markendetektors oder einer Kristalldiode erst einmal einen einigermaßen fadingfreien Sender eingestellt hat, verschiedene Detektoren und Kristalldioden erproben, wobei übrigens der Schwingungskreis meist von Fall zu Fall etwas nachgestimmt werden muß. Besonders beim Arbeiten mit Kristalldioden ist die sorgfältige Abstimmung auf das Resonanzmaximum (evtl. mittels µA-Meters) sehr wichtig.

Die Antennenfrage ist beim Kurzwellenempfang mit röhrenlosen Schaltungen weniger kritisch, als man zuerst annehmen sollte. Trotzdem macht sich auch hier jeder Mehraufwand für die Antennenanlage (vgl. Bd. 6, 44 und 50 dieser Reihe) durch die Erzielung besserer Empfangsleistungen bezahlt.

Auch auf *Ultrakurzwellen* ist bei Feldstärken über 100 m V/m ein Detektorempfang möglich, z. B. mit einer Schaltung nach **Bild 27**, die wir dem Band 4 dieser Reihe (Empfang mit Zusatz-

geräten) entnehmen. Hier kommt es ganz besonders auf die sorgfältige Aufstellung und Anpassung der Antenne und auf die Beachtung der Richtlinien an, die in Band 4 der „Radio-Praktiker-Bücherei" für den Umgang mit frequenzmodulierten

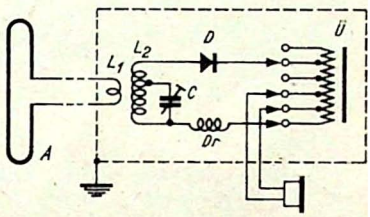


Bild 27. UKW-Detektorempfänger für Empfang in Sendernähe. L_1, L_2 sind UKW-Spulen üblicher Abmessungen (vergl. RPB 4, Tabelle II). C = Trimmer oder UKW-Drehkondensator, D = Kristalldiode BN 6. Dr. ist eine UKW-Drossel, Ü ein Spar-übertrager wie bei Bild 20

Ultrakurzwellen gegeben wurden, wenn man überhaupt Empfang in Sendernähe erzielen will. Aus räumlichen Gründen müssen wir hier auf die Wiedergabe dieser Richtlinien verzichten. Der bereits erfahrene Amateur sei daran erinnert, daß man beim UKW-Detektorempfänger unbedingt eine Antennenspule vorsehen sollte, um durch variable Kopplung

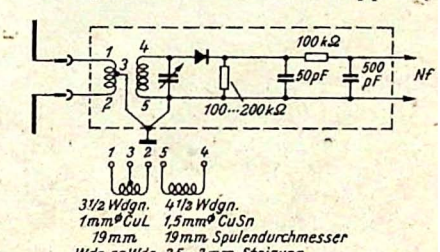


Bild 28. UKW-Empfänger mit Kristalldiode und hochohmigem Ausgang

die Antennenanpassung und durch galvanische Trennung vom Kreis dessen Abstimmung auf eine Flanke der Resonanzkurve (zur Demodulation der frequenzmodulierten Welle) zu erleichtern. Bei der Schaltung **Bild 28** (56) wird für 60-Ω-Antennenanpassung ein Spulenabstand von 1 mm empfohlen, während für 300 Ω die Kopplung möglichst eng sein soll. Bei diesem UKW-Empfänger ist der Ausgang hochohmig gehalten, so daß ein nachfolgender Nf-Verstärker einen hohen Eingangswiderstand besitzen muß. Dies ist zu beachten, wenn

man einen Verstärker mit Transistoren benutzen will (vgl. Abschnitt VI).

Allgemein sind Spulendimensionierung und -kopplung bei Detektorempfängern für den UKW-Bereich besonders kritisch. Der erfahrene Fachmann wird daher für den Empfang einer festen UKW-Frequenz einen Topfkreis[1]) oder eine abgeschirmte Lecherleitung entsprechender Länge bevorzugen. Als Kristalldioden für UKW-Empfänger eignen sich u. a. folgende Typen besonders gut:

BN 6	GD 7 E	Si C 5 A
G — 6	GW 103	1 N 23

b) Detektor- und Diodenmischung

Der Überlagerungsempfang, der seine Vorteile schon in den klassischen Wellenbereichen bewiesen hat, wurde bei den höheren Frequenzen der Dezimeterwelle zur Notwendigkeit, da nur durch Transponierung der Empfangsenergie in besser zu verarbeitende Frequenzgebiete nennenswerte Verstärkungen mit Röhrenschaltungen erzielt werden können. Für die dabei erreichbare Empfindlichkeit ist mangels geeigneter Vorverstärkungsröhren die unmittelbar im Empfängereingang liegende Mischstufe maßgebend. Aber auch hier machen sich bei der Erarbeitung immer höherer Frequenzgebiete die unvermeidlichen Laufzeiteffekte als funktionsstörend bemerkbar. Wie man leicht erkennt, können die Laufzeitwirkungen nur durch kleinere Elektrodenabstände herabgesetzt werden, so daß man in der Röhrentechnik zunächst von Hexoden- auf Triodenmischung bei UKW und von Trioden- auf Diodenmischung bei Dezimeterwellen überging. Aber auch bei Vakuumdioden ist aus herstellungstechnischen Gründen (vgl. Bd. 18/19 der Radio-Praktiker-Bücherei) eine Grenze bei Elektrodenabständen von der Größenordnung eines Zehntel-Millimeter gesetzt. Bei Detektoren und Halbleiterdioden ist wegen der unmittelbaren mechanischen Elektrodenberührung der wirksame Elektrodenabstand durch die dazwischenliegende

[1]) s. Elektronik-Beilage der FUNKSCHAU, Nr. 1, April 1952.

Grenz- oder Sperrschicht gegeben, deren „Dicke" in der Größenordnung von 10^{-5} cm liegt. In diesem Fall ist die Laufzeit innerhalb weiter Grenzen nur noch von der tatsächlichen Elektronen- oder Löchergeschwindigkeit (max. 54 km/sec bei

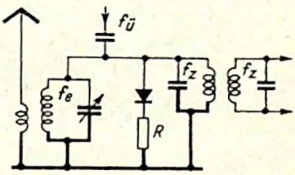


Bild 29. Schema einer Mischstufe mit Kristalldiode

Raumtemperatur) abhängig, die unter gewissen Voraussetzungen durch Hilfsspannungen erhöht werden kann, um die obere Grenze der möglichen Betriebsfrequenz bis ins Millimetergebiet hinauszuschieben.

Da z. Z. Rundfunkempfänger nur bis zu den Ultrakurzwellen herab in Frage kommen und hier die *Dioden*mischung (Prinzip: **Bild 29**; Beispiel: **Bild 30**) nur selten vorkommt, können wir an dieser Stelle auf die ausführliche Besprechung der damit zusammenhängenden Fragen verzichten und verweisen auf die zahlreichen Veröffentlichungen über dieses Thema (31, 49 u. a.). Dazu kommt, daß bei röhrenlosen Empfängern der Zukunft — soweit es sich heute übersehen läßt — die Transistoren den Dioden vorgezogen werden dürften, weil sie im Gegensatz zu den letzteren eine Mischverstärkung bei geringerer Rückwirkung der Kreise aufeinander ermöglichen.

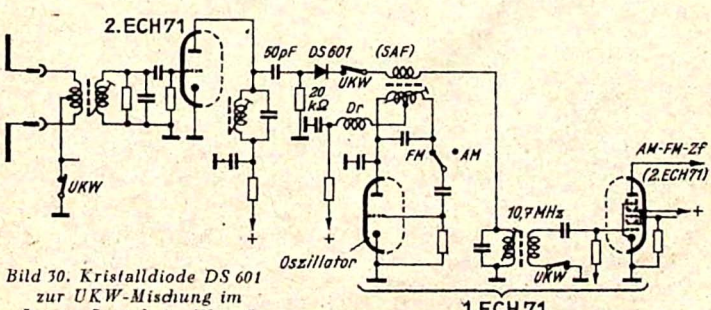


Bild 30. Kristalldiode DS 601 zur UKW-Mischung im Lorenz-Superhet „Weser"

c) Kristalldioden im Rundfunkempfänger

Bemerkenswert ist die Tatsache, daß die Kristalldioden und Transistoren „kalt" arbeiten und daher bezüglich des Rauschens (im Gebiet schwacher Aussteuerung) und anderer, schaltungstechnischer Gesichtspunkte eine Ideallösung darstellen. Deshalb und wegen ihrer übrigen Eigenschaften können sie viele Röhrentypen nicht nur ersetzen, sondern unter Vermittlung mancher zusätzlicher Vorteile sogar ablösen. Daraus ergibt sich die revolutionäre Auffassung, daß unsere Röhrentechnik der letzten 4½ Jahrzehnte zum großen Teil lediglich einen historischen Umweg für die Behandlung hochfrequenter Umwandlungen bedeutet.

Der Weg zum röhrenlosen Rundfunkempfang ist also dadurch gekennzeichnet, daß im Laufe der Zeit eine Stufe nach der anderen durch Kristalloden bestückt wird, sobald für den jeweiligen Anwendungszweck bewährte Halbleitersysteme zur Verfügung stehen.

Außer zur Bestückung der klassischen oder modernisierten Detektorschaltungen und zur Mischung bei sehr hohen Frequenzen haben sich Kristalldioden bereits im röhrenbestückten Rundfunkempfänger für vielerlei Aufgaben bewährt. Seit der Einführung des UKW-Rundfunks hat man in zunehmendem Maße auf kleinere Einzelteilabmessungen Wert gelegt, u. a. um kritische Leitungen so kurz wie möglich zu halten. Diesem Bestreben kommen die räumlich sehr kleinen und ohne Montagemittel in die Verdrahtung einbeziehbaren Kristalldioden entgegen. Zudem bieten sie den Vorteil, keine Heizung zu benötigen und daher bei nahezu unbegrenzter Lebensdauer auch weniger brummanfällig zu sein. Obgleich man also in diesen Fällen nicht von einem Rundfunkempfang ohne Röhren sprechen kann, werden solche röhrenlose Schaltungsbausteine auch im röhrenlosen Empfänger der Zukunft wiederzufinden sein. Daher mögen sie hier an Hand einiger typischer Beispiele erwähnt werden.

Weitgehende Verbreitung fanden Kristalldioden zuerst im FM-Demodulator, wo sie wegen ihrer niedrigen und gleichmäßigen Kapazitäten und durch den Fortfall der Heizleitungen einen genau symmetrischen Schaltungsaufbau er-

möglichen und angesichts ihrer kleinen Abmessungen den Einbau in das abschirmende Gehäuse des Demodulatorfilters gestatten. Für Gegentakt- oder Brückendemodulatoren werden die Kristalldioden paarweise aufeinander abgestimmt bzw. so ausgesucht, daß ihre kennzeichnenden Daten (meist der Vorstrom) auf ± 5...20 % genau übereinstimmen. Derartig zueinander passende Dioden werden paarweise für sich gepackt oder aber in gemeinsamen Gehäusen eingebaut geliefert (vgl. Abschnitt IV: Varistoren).

Ein bisher noch nicht erwähnter Vorteil der Kristalldioden gegenüber Röhrendioden liegt darin, daß sie keinen Anlaufstrom bei fehlender oder negativer Anodenspannung aufweisen und damit keine Verzerrungen bei kleinen Nutzspannungen infolge des Gleichstromanteils verursachen können. Ihre Verwendung in dem vielbenutzten Verhältnis-Demodulator zeigt **Bild 31.** Eine FM-Diskriminatorschaltung mit besonderer Diode für die Erzeugung der Ablenkspannung des Magischen Auges ist in **Bild 32** wiedergegeben. Selbstverständlich eignen sich Kristalldioden auch für AM-Demodu-

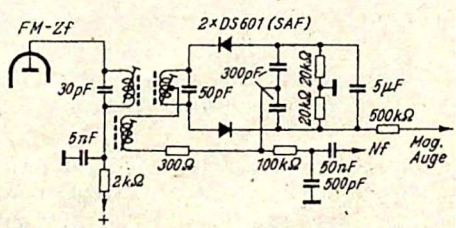


Bild 31. Mit Kristalldioden bestückter Verhältnis-Demodulator (Loewe-Opta 2852 W)

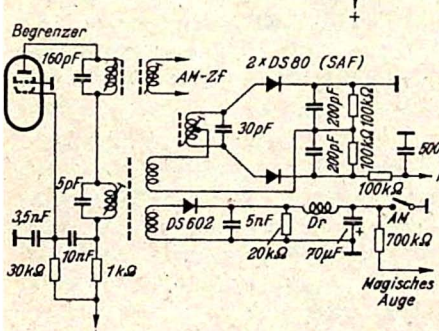


Bild 32. FM-Diskriminator und Ablenkspannungserzeugung mit Kristalldioden (Lorenz „Zugspitze")

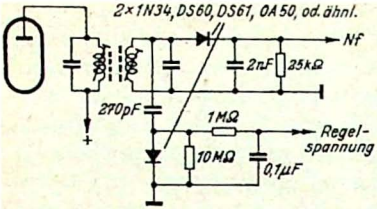
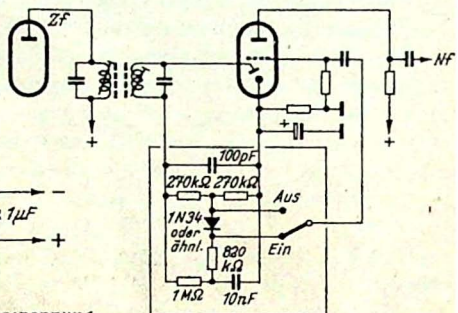


Bild 33. Kristalldioden als AM-Demodulator und Regelspannungsgleichrichter

Rechts: Bild 34. Einfache Störbegrenzungsschaltung, die sich gut zum nachträglichen Einbau in Superhets eignet



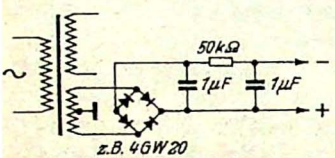


Bild 35. Erzeugung einer Vorspannung aus einer symmetrischen Heizspannung

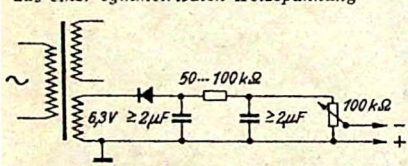


Bild 36. Gewinnung einer einstellbaren Vorspannung aus einer einseitig geerdeten Heizwicklung

latoren einschließlich Regelspannungserzeugung **(Bild 33)**. Ein weiteres großes Anwendungsgebiet erschließt sich mit den Schaltungsgruppen der Dynamik- und Störbegrenzer. Ein Beispiel für einen Störbegrenzer, der sich dank der kleinen Abmessungen der Diode und wegen des Fortfalls der Heizung leichter nachträglich einbauen läßt als eine Röhrenstufe, zeigt **Bild 34.**

Auch zur Erzeugung fester Gittervorspannungen und in schwach belasteten Netzteilen haben sich Kristalldioden bewährt. Für die Gewinnung von Gittervorspannungen bis zu einigen Volt benutzt man gern vorhandene Heizwicklungen und schaltet nach **Bild 35**, wenn die Heizwicklung symmetrisch ist, und nach **Bild 36** bei einseitig geerdeter Wicklung. Ein

Beispiel für den schwach belasteten Netzteil eines Transistorempfängers sehen wir später in Bild 76.

Schon heute stehen deutsche Flächendioden (SAF) zur Verfügung, die kaum größer als eine Hf-Diode sind und doch Sperrspannungen bis 400 Volt und Durchlaßströme von einigen hundert Milliampere aufweisen. In räumlich beengten Geräten der Zukunft werden daher solche Kristalldioden die bisher üblichen Trockengleichrichter verdrängen.

d) Kristalldioden im Fernsehempfänger

Gerade in Fernsehgräten mit ihren hohen Stufenzahlen und ihrer umfangreichen Verdrahtung machen sich die Vorteile der Kristalldioden (Ersparnis an Heizleistung, kleinerer Platzbedarf, weniger Montage- und Verdrahtungsaufwand) bemerkbar. Neben Anwendungsmöglichkeiten, wie sie auch im Rundfunkempfänger gegeben sind und im vorigen Abschnitt besprochen wurden, gibt es im Fernsehempfänger zusätzliche Schaltungsbausteine, die vorteilhaft mit Kristalldioden bestückt werden können und für die auch besondere Diodentypen entwickelt wurden.

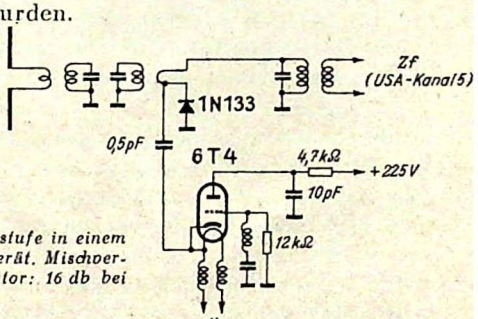


Bild 37. Dezimeter-Mischstufe in einem amerikanischen Fernsehgerät. Mischverstärkung: 0,5; Rauschfaktor: 16 db bei 850 MHz

Obwohl sich auch der Fernsehempfänger in den nächsten Jahren schon im Hinblick auf die Bildröhre nicht zum röhrenlosen Gerät wandeln wird, wollen wir einige bewährte Schaltungen hier wiedergeben, in denen die Röhre bereits verdrängt wurde. So wird die Mischung von Dezimeterfrequenzen in den USA gern mit Kristalldioden vorgenommen. **Bild 37** zeigt hierfür ein Beispiel. Bei mittleren Ansprüchen an die

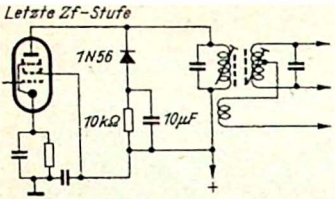
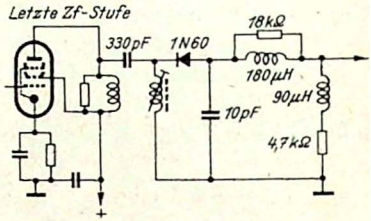


Bild 38. Amplitudenbegrenzer mit Kristalldiode im FM-Ton-Zf-Verstärker eines Fernsehempfängers

Unten:
Bild 39. Bild-Demodulator mit Kristalldiode



Tonqualität läßt sich im Zf-Verstärker des Tonteils eine besondere Begrenzerröhre einsparen, wenn man gemäß **Bild 38** eine Diodenbegrenzung vorsieht. Der nachfolgende Tondemodulator kann ebenfalls Kristalldioden enthalten (wie in Bild 31 oder 32). **Bild 39** zeigt eine von vielen Schaltungsvarianten für den Bilddemodulator. Hier ermöglicht die Kristalldiode u. a. eine bessere Linearität bei kleinen Amplituden sowie niedrigere Eigen- und Schaltkapazitäten. Auch ihr Demodulationswirkungsgrad ist wegen des geringeren dynamischen Widerstandes günstiger als bei mancher Röhrendiode.

Weitere Anwendungsmöglichkeiten bieten die impulsverarbeitenden Stufen. Bereits das Amplitudensieb kann mit zwei Kristalldioden in Kaskadenschaltung aufgebaut sein, wie **Bild 40** beweist. Die Wirkungsweise dieser Anordnung beruht auf den Zeitkonstanten ihrer Belastungskreise. Der Kondensator der ersten Diode ladet sich zwischen den Synchronisierungsimpulsen auf und stellt damit eine Vorspannung bereit, die die Kristalldiode während der Bild-Impulse gesperrt hält. Im Laufe des Zeilenaufbaus geht ein kleiner Teil der Ladung verloren, der aber in den aufeinanderfolgenden Impulspausen ständig wieder ergänzt wird. Daher erzeugt der resultierende Diodenstrom am Serienwiderstand einen Spannungsimpuls, der dem gewünschten Synchronisierungsimpuls entspricht. Dieser Impuls tritt also an der Katode der

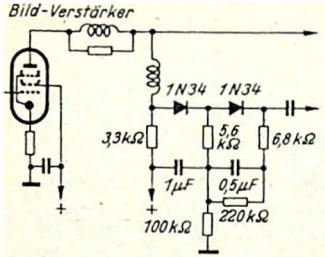
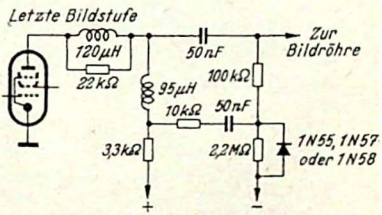


Bild 40. Mit Kristalldioden in Kaskadenschaltung aufgebautes Amplitudensieb

Bild 41 (unten). Kristalldiode zur Wiederherstellung der Gleichspannungskomponente in Fernsehgeräten mit galvanischer Trennung zwischen Bildendröhre und Bildröhre



ersten Diode ohne Bildkomponenten auf. Die zweite Diode liegt in Serie zur ersten und erhält eigene Schaltmittel zur Vorspannungserzeugung, um den Grad der Bildsignalunterdrückung über einen weiten Bereich des Bildsignalpegels zu verbessern. Diese Schaltung ermöglicht hohe Synchronisierimpulse, ohne den Bild-Zf-Frequenzgang zu beeinträchtigen (da die Diodenkapazitäten sehr klein sind).

Ist die Bildröhre gleichstrommäßig von der Bildendstufe getrennt, so kann man gemäß **Bild 41** Kristalldioden zur Wiederherstellung der Gleichspannungskomponente (dc restorer) im demodulierten Bildsignal (Schwarzsteuerung) verwenden. Schließlich werden Kristalldioden gern in Phasenvergleichsschaltungen (vgl. RPB 52/54), für die Erzeugung von Regelspannungen und zur Abflachung bzw. Begrenzung von Impulsen in Fernsehgeräten herangezogen. Besonders in Farbfernsehempfängern ergeben sich zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten für Germanium- und Siliziumdioden.

IV. Varistoren

Unter Varistoren versteht man im allgemeinen Zusammenstellungen aus zwei oder mehr Kristalldioden, die für den praktischen Gebrauch besonders abgeglichen und meist auch

Tabelle III. Duodioden und Varistoren (Angaben je Teildioden)

Typ	Hersteller	Verwendung	Durchlaßrichtung		
			Vorstrom (mA)	(Volt) bei	max. (mA)
1 N 35	Sylvania Electric	Demodulator	> 7,5	1	22,5
1 N 40	Sylvania Electric	Ringmodulator	≧ 12,75	1,5	22,5
1 N 41	Sylvania Electric	Ringmodulator	≧ 12,75	1,5	22,5
1 N 42	Sylvania Electric	100 Volt-Varistor	≧ 12,75	1,5	22,5
V 403	Sylvania Electric	niederohmiger Varistor	≧ 15	1	50
1 N 48	General Electric	Demodulator	4	1	50
1 N 52	General Electric	Demodulator	4	1	50
1 N 63	General Electric	Demodulator	4	1	50
1 N 75	General Electric	Demodulator	2,5	1	50
1 N 71	Sylvania Electric	Graetz-, Ringgleichrichter	15	1	60
1 N 73	General Electric	Graetz-, Ringgleichrichter	15	1,5	22,5
1 N 74	General Electric	Graetz-, Ringgleichrichter	15	1,6	22,5
2 GW 20	Dr.-Ing. Rost	Demodulator	3	1	20
2 GW 40	Dr.-Ing. Rost	Demodulator	3	1	20
4 GW 20	Dr.-Ing. Rost	Graetz-, Ringgleichrichter	3	1	20
4 GW 40	Dr.-Ing. Rost	Graetz-, Ringgleichrichter	3	1	20
DS 180	SAF	FM-Demodulator	5	1	
DS 180i	SAF	Industriebedarf	5	1	
DS 170	SAF	div.	5	1	
DS 170am	SAF	Ringmodulator	5	1	
DS 170ag	SAF	Graetzschaltung	5	1	
RL 231	Siemens	FM-Demodulator	2	1	40
RL 232	Siemens	FM-Demodulator	2	1	40
RL 233	Siemens	ratio detector	3	1	40
RL 234	Siemens	ratio detector	2	1	40
RL 246	Siemens	Fernsehgeräte	2	1	40
GD 1 P	Siemens	div.	5	1	
GD 2 P	Siemens	div.	4	1	
GD 3 P	Siemens	FM-Demodulator	3	1	
GD 1 Q	Siemens	Ringmodulator	5	1	
GD 2 Q	Siemens	Ringmodulator	5	1	
OA 172	Telefunken	ratio detector	4	1	≧ 10

Fortsetzung von Tabelle III

Sperrichtung: Rückstrom (mA)	Sperrichtung: bei (Volt)	max. Sperrspg.: Dauer (Volt)	max. Sperrspg.: Spitze (Volt)	Aufbau	Bemerkungen
≦ 0,01	−3	50	75	Duodiode 2×1 N 34	Vorströme innerhalb 10% abgeglichen
≦ 0,05	−10	25	75	Vierdioden-Kombinationen	Durchlaßwiderstände paarweise auf 3 Ω abgeglichen, alle untereinander mit ± 2,5% Toleranz: m. Octalsockel
≦ 0,05	−10	25	75		i. Becherform
≦ 0,625	−100	50	120		
≦ 0,3	−30	40	50		m. Octalsockel
833 µA	−50	70	85	unmontierte Paare	± 10% Vorstrom bei + 1 V
150 µA	−50	70	85		± 10% Vorstrom bei + 1 V
50 µA	−50	100	125		± 10% Vorstrom bei + 1 V
50 µA	−50	100	125		± 10% Vorstrom bei + 1 V
300 µA	−30	40			
50 µA	−10		75	Quartette in gesockelten Stahlkolben	± 2,5% Vorstrom bei + 1,5 V
50 µA	−10		75		
800 µA	−30	30		Paar	Abgl. auf max. 10 µA bei +1V
800 µA	−50	50		Paar	Abgl. auf max. 10 µA bei +1V
800 µA	−30	50		Quartett	± 5% Vorstrom bei + 1 V
800 µA	−50	50		Quartett	± 5% Vorstrom bei + 1 V
1 mA	−40	≧ 40		unmont. Paar	± 10% Vorstrom bei + 1 V
1 mA	−40	≧ 40		unmont. Paar	
1 mA	−40	≧ 40		unmontiertes Quartett	± 5% Vorstrom bei + 1 V
1 mA	−40	≧ 40		Quartette in Aluminiumbecher	± 5% Vorstrom bei + 1 V
					± 5% Vorstrom bei + 1 V
(900 kΩ)	−10	≧ 40			
(500 kΩ)	−10	≧ 40		Paar	
(100 kΩ)	−5	≧ 25		Paar	
(100 kΩ)	−10	≧ 40		Paar	
(500 kΩ)	−10	≧ 40		Paar	
(900 kΩ)		≧ 40		Paar	+ 10% Vorstrom bei + 1 V
(500 kΩ)		≧ 80		Paar	+ 10% Vorstrom bei + 1 V
(900 kΩ)		≧ 40			
(500 kΩ)		≧ 40		Quartette, gesockelt in Becher	+ 5% Vorstrom bei + 1 V
(900 kΩ)		≧ 40			+ 5% Vorstrom bei + 1 V
20 µA	−10	30	40	unmontiert	

in gemeinsamen Gehäusen untergebracht sind. Ihre Anwendungsmöglichkeiten liegen vorwiegend außerhalb der Rundfunkempfangstechnik, z. B. in Meßeinrichtungen und in der kommerziellen Niederfrequenztechnik. So sind Vierdioden-Varistoren — sogenannte Quartette — als Ringdemodulatoren und -modulatoren in der Trägerfrequenztechnik in Gebrauch. Auch für röhrenbestückte Synchrodyne-Empfänger (32) eignen sich Quartette gut.

Für den Einsatz von Duodioden — sogenannten Paaren — im Rundfunkempfänger brachten wir schon in den vorangehenden Abschnitten einige Beispiele.

Grundsätzlich bestände natürlich die Möglichkeit, sich von Fall zu Fall aus Einzeldioden die benötigten Varistoren selbst zusammenzustellen. Nur ist dabei zu beachten, daß es in solchen Fällen meist auf sehr gute Übereinstimmung in den technischen Daten der Einzelglieder ankommt und daß man zum Aussuchen geeigneter Dioden innerhalb enger Toleranzen nicht nur genügend Dioden für die Auswahl zur Verfügung haben, sondern auch geeignete Meßeinrichtungen besitzen muß. Deswegen ist es richtiger und billiger, fertige Varistoren zu beziehen. Für industriellen Bedarf kann selbstverständlich jeder Diodentyp in Varistorform geliefert werden. Besonders gängige Diodenpaare und -quartette sind aber auch einzeln im Handel erhältlich. Hierfür gibt **Tabelle III** einige Beispiele.

V. Transistoren

Vorbemerkung:

Die uns hier besonders interessierenden mehrpoligen Halbleitersysteme (Transistoren) werden mit den (zweipoligen) Kristalldioden unter dem Sammelbegriff „Kristalloden" zusammengefaßt. Statt „Kristalloden" wird auch das Wort „Kristallone" benutzt, das sich aber bislang nicht allgemein durchsetzen konnte. Die Detektoren sind ebenfalls zweipolige Halbleitersysteme, gelten aber nicht als Kristalloden.

Nachdem mit zweipoligen Halbleitersystemen — den Detektoren und Kristalldioden — ausreichende Erfahrungen vorliegen und ihre theoretischen Grundlagen weitgehend geklärt sind, deuten der derzeitige Stand der Entwicklung und die Vielzahl der offenen Verwendungsmöglichkeiten auf eine vorherrschende Stellung der mehrpoligen Halbleitersysteme in der Zukunft hin. Zu den bedeutendsten mehrpoligen Halbleitersystemen gehört die Familie der Transistoren (aus transfer resistor), deren ‚Stammbaum' in **Bild 42** dargestellt ist. In diesem Schema wurden Sonderausführungen wie der Photo-Transistor (33) und der Mikrofon-Transistor (34) nicht berücksichtigt, weil sie für unsere Betrachtungen über die Bauelemente zum röhrenlosen Rundfunkempfang unwichtig sind.

Bei den Transistoren für Empfangszwecke unterscheidet man zwischen Kristalltrioden und -tetroden. Diese Bezeichnungen sind der Röhrentechnik entlehnt, ohne jedoch mehr

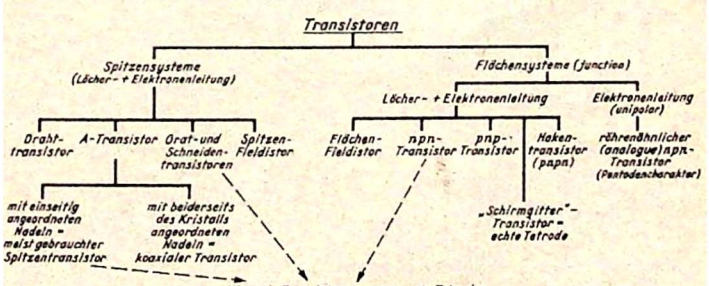


Bild 42. „Stammbaum" der Transistorfamilie

als die Elektrodenzahl zu kennzeichnen. Vielmehr bedingen besonders die mehrpoligen Halbleitersysteme mit gemeinsamer Basis aus theoretischen Gründen eine vollkommen

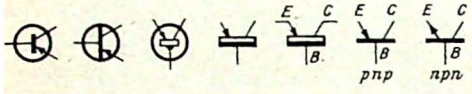


Bild 43. Einige der in der in- und ausländischen Fachliteratur gebräuchlichen Transistorsymbole

neue und andersartige Schaltungstechnik, die wiederum wesentlich andere Anwendungsmöglichkeiten erschließt als die ähnlich benannten Vakuumröhren entsprechender Elektrodenzahl.

Seinem grundsätzlichen Aufbau nach entspricht der Transistor einer Kombination aus zwei Kristalldioden mit gemeinsamem Halbleiter, von denen die eine in Durchlaßrichtung, die andere, von der ersten beeinflußte Diode in Sperrichtung betrieben wird. Die Halbleiterplatte wird stets Basis genannt, während die Steuerelektrode als Emitter und die Ausgangselektrode als Collector bezeichnet werden. Die symbolische Darstellung der Transistoren ist noch nicht genormt. In der in- und ausländischen Literatur sind die in **Bild 43** wiedergegebenen Zeichen zu finden. Im vorliegenden Buch werden dagegen einheitlich die in **Bild 44** dargestellten Symbole benutzt. Der Kreis um das Transistorsymbol ist eigentlich sinnwidrig, weil zum Betrieb des Transistors kein Vakuum erforderlich ist und weil er bei Kristalldioden auch nicht benutzt wird, jedoch erleichtert er in größeren Schaltungen die Übersicht und wird daher auch von uns angewendet.

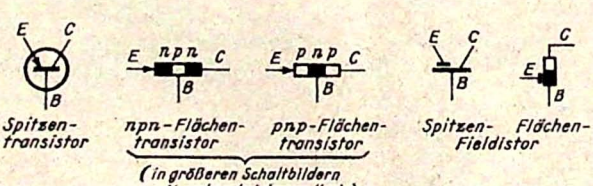


Bild 44. Die in diesem Buch benutzten Transistorsymbole lassen auf den ersten Blick die Transistorart erkennen

a) Theorie

Seit über 20 Jahren beschäftigen sich die Erfinder mit dem Problem der Steuerung von Halbleiterströmen. Die bisherigen Lösungen (35) konnten sich nicht in die Praxis einführen, weil ihr Aufwand zu groß, sie mit anderen Worten zu unwirtschaftlich waren. Bis vor ganz kurzer Zeit fehlte es überhaupt an Theorien, die einen Vergleich mit der Praxis aushielten. Wenn man so will, kann man drei Auffassungen über den eigentlichen Transistormechanismus aus der Literatur herausschälen:

Die *erste* Auffassung erläutert das Prinzip des Transistors, ausgehend von der oben geschilderten Theorie der Kristalldioden nur an Hand der verschieden großen Austrittsarbeiten und der zu überwindenden Potentialschwellen in Sperr- bzw. Durchlaßrichtung, wobei auch eine wellenmechanische Deutung durchgeführt ist.

Die *zweite*, derzeit verbreitetste Auffasung (14, 22, 23, 35) setzt eine dem n-Halbleiter überlagerte p-Haut an der Oberfläche voraus, die sich bei Aufsetzen einer positiven Spitze (Emitter) verbreitert und die Elektrodenoberfläche des Emitters praktisch vergrößert, wobei „Löcher injiziert" bzw. dadurch ausgelöst werden, daß die noch vorhandenen Elektronen in den Emitter abfließen (22) und ein Verarmungsgebiet hinterlassen. In jedem Fall breiten sich die Löcher nach allen Richtungen (in den Halbleiter hinein bzw. längs seiner Oberfläche) aus, wobei sie auch an die negative Sperrschicht des Collectors (negative Ausgangselektrode) gelangen und diese — entsprechend der Stärke des Emitterstromes — mehr oder weniger schwächen bzw. modulieren. Dadurch kann auch in dem vorher fast gänzlich gesperrten Collectorkreis ein Strom fließen. Offenbar werden die der Collector-Sperrschicht entzogenen Elektronen je nach den herrschenden Spannungsverhältnissen durch das Halbleiterinnere über die Basis abfließen (Collectorstrom) oder auch z. T. den Löchern entgegen über den Emitter abwandern (Rückwirkung). Da sich die Löcher vom Emitter aus flächenartig ausbreiten (wobei ihre Verteilungsdichte abnimmt), erhält man nur in nächster Nähe des Emitters eine merkbar erhöhte Leitfähigkeit. Des-

wegen und wegen der begrenzten Wanderungsgeschwindigkeit muß die Collectorspitze möglichst dicht (5 bis 30 μ) neben den Emitter gesetzt werden.

Offenbar auf Grund der mit dem coaxialen Transistor (39) gemachten Erfahrungen, nach denen sich die Transistorvorgänge nicht nur an der Kristalloberfläche, sondern auch in seinem Inneren abzuspielen scheinen, entstand die *dritte* Auffassung (36). Sie setzt ebenfalls eine p-leitende Schicht auf dem n-leitenden Halbleiter voraus und nimmt eine Inversionsfläche in der Nähe der Randschicht an, bei der die Elektronenkonzentration, die vom Innern zum Rande des Halbleiters abnimmt, gerade der Konzentration der Löcher entspricht. Hiernach spielt sich der eigentliche Transistorvorgang so ab, daß der positive Emitter die Löcher aus der p-Schicht in den n-Teil des Halbleiters treibt (Löcherinjektion), wo sie so viel Elektronen binden, bis die Raumladungsschicht kompensiert ist. Dadurch ergibt sich eine überdurchschnittliche Zahl von Ladungsträgern mit einer entsprechenden Erhöhung der Leitfähigkeit. Die vor dem Collector liegende Sperrschicht wird also gewissermaßen überschwemmt, während bei stromlosem Emitter die wenigen in der p-Schicht vorhandenen Elektronen in den n-Teil getrieben werden und die im n-Teil verfügbaren Löcher in die p-Schicht wandern. Die Sperrrichtung ist also in diesem Fall dadurch gekennzeichnet, daß in der Grenzschicht die Elektronen- wie die Löcherkonzentration stark abnimmt und sich eine Widerstandserhöhung durch Verarmung an Ladungsträgern ergibt. Durch die Diffusion der Ladungsträger wird dieser Vorgang in Wirklichkeit allerdings etwas komplizierter. Damit ergibt sich als wesentlicher Unterschied dieser Auffassung gegenüber der vorhergehenden, daß hier nicht die elektronenarme Grenzschicht der Diodentheorie in ihrer Ausdehnung atmet, sondern die Konzentration der Ladungsträger — und mit ihr die Leitfähigkeit wechselt.

Als gemeinsames Merkmal der verschiedenen Auffassungen unterstreicht *Mataré* (37) die Bedeutung der Oberflächenzustände (z. B. die Kompensation der Randschichtladung durch Elektronen-Ladungen an der Oberfläche) und die Wichtigkeit

einer „uneigentlichen gemischten Leitung" mit der aus ihr resultierenden Diffusion der gegenpoligen Ladungsträger.

Für die Praxis wollen wir uns merken, daß der Emitter stets in Durchlaßrichtung und der Collector in Sperrichtung betrieben werden. Die Emitterbatterie muß also beim Spitzen-Transistor die Oberflächen-Potentialschwelle (die dem n-Halbleiter überlagerte p-Schicht) abbauen, während die Collectorbatterie die innere Potentialschwelle erhöhen muß. Die Nadelspitze des Emitters sorgt dabei für eine Feldstärke, die zum Aufbrechen der Valenzbindungen ausreicht und dadurch Löcher als Stromträger hervorruft (Löcher-Injektion), während die aus ihren Valenzbindungen entfernten Elektronen in den Emitter abfließen. Die Löcher aber wandern unter dem Einfluß des Collectorfeldes zum Collector, soweit sie nicht auf ihrem Wege dahin von freien Elektronen des n-Halbleiters neutralisiert (rekombiniert) werden (50). Man spricht in diesem Zusammenhang von der Lebensdauer der Ladungsträger, also von der Zeit, die zwischen dem Entstehen der Löcher und ihrer Rekombination vergeht. Hierin findet sich ein weiterer Grund, warum beim Spitzentransistor Emitter- und Collectornadeln möglichst dicht nebeneinander stehen sollen und warum beim Flächentransistor die mittlere Zone nur sehr schmal (etwa 50 µ) sein darf: damit nämlich eine ausreichende Anzahl von Löchern zum Collector gelangt. Andernfalls (Abstand über 125 µ) würden die Verstärkung und die Grenzfrequenz stark herabgesetzt.

Aus der bereits erwähnten Verarmung an Ladungsträgern bei höheren Collectorspannungen (also außerhalb des ohmschen Bereichs der Kennlinien) ergibt sich eine starke Widerstandszunahme, die nicht allein mit dem Betrieb des Collectors in Sperrichtung zu erklären ist. Hier (im nichtohmschen Gebiet) liegt auch der normale Arbeitspunkt, bei dem sich die mögliche Spannungsverstärkung aus der Stromverstärkung und der Widerstandserhöhung ergibt.

Im Gegensatz zum Spitzentransistor weist der pnp-Flächentransistor wesentlich steilere Kennlinien mit ausgeprägtem Knick bei kleinsten Collectorspannungen auf, weil hier mit steigender Collectorspannung mehr Löcher gebraucht werden

als wegen der thermisch begrenzten Leistungsfähigkeit des Emitters nachgeliefert werden können, und der Strom daher klein bleibt, während der Widerstand wächst (50). Auch hier sind zudem Rekombinationen nicht zu vermeiden, so daß die Stromverstärkung beim Flächentransistor immer unter 1 bleibt. Eine Verbreiterung der n-Zone beim pnp-Flächentransistor wirkt wie die Vergrößerung des Nadelabstandes beim Spitzentransistor.

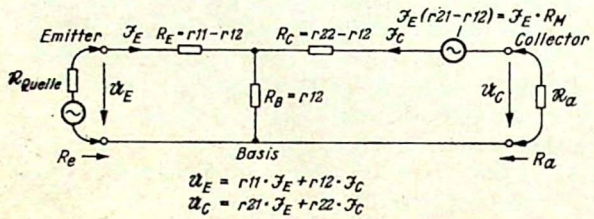


Bild 45. Ersatzschaltbild eines Transistors in Block-Basisschaltung

Deutlicher als die theoretische Wirkungsweise unterscheidet sich das praktische Verhalten von Spitzen- und Flächentransistoren. Ein für beide Systeme gültiges vereinfachtes Ersatzschaltbild ist in **Bild 45** wiedergegeben. Dieser Darstellung, die für kleine Wechselspannungen (im ohmschen Bereich) gilt, können wir die sogenannten Vierpolkonstanten entnehmen, die allerdings nur für den vorgesehenen Arbeitspunkt konstant sind. Sie werden meist für die Normalschaltung mit geerdeter Basis (Block-Basisschaltung) angegeben und weisen bei Spitzen- und Flächentransistoren ganz unterschiedliche Werte auf. Daher sind auch die technischen Daten, mit denen wir in den folgenden Abschnitten arbeiten müssen, recht verschieden. **Tabelle IV** gibt eine Übersicht über die Vierpolkonstanten und einige übliche Werte. Auf eine ausführliche Besprechung der Zusammenhänge können wir wohl an dieser Stelle verzichten, weil sie für den Praktiker nur von sekundärer Bedeutung sind. Immerhin sei darauf hingewiesen, daß Emitterwiderstand r11, Eingangswiderstand Re, Quellenwiderstand R_Q (wichtig für Anpassung!) und die entsprechenden Begriffe für die Collectorseite verschiedene Dinge sind.

Tabelle IV. Kennzeichnende Transistordaten

Eigenschaft	Formel	Zahlenbeispiele: Spitzentransistor	Zahlenbeispiele: Flächentransistor	Dim.
Emitterwiderstand	$r11 = R_E + r12$	150	25	Ω
Basiswiderstand	$r12 = R_B$	50...150	200...600	Ω
Übertragungswiderstand	$r21$	35	960	kΩ
Collectorwiderstand	$r22 = R_C + r12$	0,015	1	MΩ
R_E (Coll. kurzgeschlossen)	$R_E = r11 - r12$	150...300	10...50	Ω
R_E (Collector offen)		200...400	40...300	Ω
R_C (Emitter kurzgeschlossen)	$R_C = r22 - r12$	5...25	50...500	kΩ
R_C (Emitter offen)		10...30	100...1000	kΩ
Eingangswiderstand	$Re = r11 - \frac{r12 \cdot r21}{r22 + \mathfrak{R}_a}$	500	600	Ω
Ausgangswiderstand	$Ra = r22 - \frac{r12 \cdot r21}{r11 + \mathfrak{R}_Q}$	10	200	kΩ
Optimale Anpassung	$\mathfrak{R}_Q = r11 \sqrt{1-\delta}$	500	500	Ω
	$\mathfrak{R}_a = r22 \sqrt{1-\delta}$	20	100	kΩ
Kurzschlußstabilität	$\delta = \frac{r12 \cdot r21}{r11 \cdot r22}$	0,6		—
Kurzschluß-stromverstärkung	$\alpha = \frac{r21}{r22}$; $[\mathfrak{R}_a = 0]$	2...3	0,8...0,99	—
Leerlaufspannungsverstärkung	$\beta = \frac{r21}{r11}$; $[\mathfrak{R}_Q = \infty]$	230	38 400	—
Collector-Verlustleistung		120	30...4500	mW
A-Verstärkung		20	40	db
Wirkungsgrad A-Betrieb		25	max. 50	%
Wirkungsgrad B-Betrieb		—	max. 75	%
Ausgangsleistung A-Betrieb		20..30	20...2000	mW
Rauschfaktor bei 1 kHz		50	20	db
Grenzfrequenz (70% α)		2...12	0,15...2	MHz

b) Ausführungsformen

1. Spitzentransistoren

Aus historischen und aus fabrikatorischen Gründen sind derzeit die Spitzentransistoren am meisten verbreitet. Sie werden auch in Zukunft neben dem Flächentransistor bestehen bleiben, weil sie — wie wir schon aus Tabelle IV erkennen konnten — andere elektrische Eigenschaften als jene haben. Insbesondere eignen sie sich besser zur Verarbeitung höchster Frequenzen. Ihre Grenzfrequenz liegt heute in der Größenordnung von 10 MHz für Verstärker und 100 MHz für Oszillatoren.

Das Gros aller Spitzentransistoren stellt der A-Typ mit zwei nebeneinander auf der Kristallfläche ruhenden Nadeln. Demgegenüber sind die Koaxial-, Schneiden- und Grattransistoren, über deren Aufbau weiter unten berichtet wird, in der Minderheit. Ihre gemeinsame Prinzipschaltung zeigt **Bild 46;** sie gilt für den meist benutzten n-Typ-Halbleiter. Verwendet man einen p-Halbleiter, so müssen die Spannungsquellen umgepolt werden, damit der Emitter wieder in Durchlaß- und der Collector in Sperrichtung betrieben werden. Die Daten einiger Spitzentransistoren sind in **Tabelle V** aufgeführt.

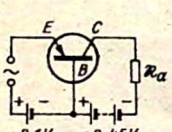
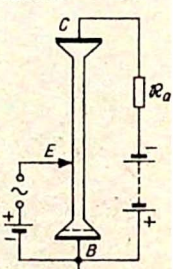


Bild 46. Prinzipschaltung eines Spitzentransistors

Rechts:
Bild 47. Prinzip des Draht-Transistors



Der ebenfalls zu dieser Gruppe gehörende Drahttransistor (**Bild 47**), auch Fadentransistor genannt, diente bisher nur grundsätzlichen Untersuchungen, wie z. B. der Messung der Ausbreitungsgeschwindigkeit von Ladungsträgern. Er besteht im wesentlichen aus einem n-leitenden Germanium-Einkristallfaden (36). Seine Wirkungsweise weicht von der des A-Transistors ab und äußert sich bei der in Bild 47 gezeigten

Tabelle V. Einige als Verstärker geeignete Spitzentransistoren (Block-Basisschaltung)

Hersteller	CBS Hytron	Gen. El.	Intermetall		Dr. Rost		SAF	Siemens	Tekade	Valvo	
Typ	PT—2A	G 11	GSN 1	GSN 6	GT 20	GT 100	VS 200	TS 13	GST 02	OC 50	Dim.
Grenzdaten:											
Collectorspannung	— 40	— 30	— 50	— 40	— 30	— 30	— 30	— 30	— 30	— 20	V
Collectorstrom	— 10	— 7	— 10	— 10	— 8	— 8	— 8	— 25	— 25		mA
Collector-Verlustleistung	100	100	250	150	100	120	120	120	120	75	mW
Emitterstrom	5	3	8	8	5	5	6	15	15		mA
Emitterspannung		50		— 30				5	5	— 20	V
Umgebungstemperatur	+ 55	+ 40	+ 45	+ 45	+ 70	+ 70	+ 45	+ 40	+ 40	+35	°C
Grenzfrequenz	2	2		10	2	2	2	1		1	MHz
Betriebswerte:											
Generatorwiderstand		500	200	200	<200	<180	300			(200)	Ω
Außenwiderstand		20	10	10	< 12,5	< 12	7,2			(3,5)	kΩ
Leistungsverstärkung	19	17	18	21	13	17	17	20			db
Emitterstrom	1	0,5	0,7	0,7	0,5		0,5	1,5	1,5	1,5	mA
Collectorspannung	— 30	— 25			— 5	— 5	— 20	— 5	— 5	— 5	V
Collectorstrom	— 3		— 3	— 3			— 1,2				mA
Rauschzahl bei 1 kHz	57	57						50		53	db
Vierpolkonstanten:											
Emitterwiderstand r11	300	275	220	200	300	300	500	300		200	Ω
Basiswiderstand r12	200	200	70	60	150	120	120	100		100	Ω
Übertragungswiderstand r21			35	25	18	30	30	30		16	kΩ
Collectorwiderstand r22	20	22	20	10	18	20	12	10		7,5	kΩ
Kurzschlußstromverstärkung	2	2,2	1,8	2,5	1	1,5	> 2	1,5	≧ 1,5	2,1	—
Leerlaufspannungsverstärkung			160	125	60	200	> 30		≧70		—
Kurzschlußstabilität			< 0,6	0,75	0,5	0,6	(0,6)				—

Anordnung in einer durch den Emitterstrom hervorgerufenen Änderung des zwischen Emitter und Collector liegenden Halbleiterwiderstandes. Dabei hat der Drahttransistor einen relativ niedrigen Ausgangswiderstand, niedrigere Verstärkung und kleineres Eigenrauschen als der A-Transistor.

2. *Flächentransistoren*

Der Flächentransistor wird erst in Zukunft volle Bedeutung erlangen und dann in vielen Anwendungsfällen der Röhre vorgezogen werden. Gegenüber dem Spitzentransistor bietet er höhere Verstärkung, kleineres Rauschen und höhere Belastbarkeit. Dafür ist er nicht so leicht für höhere Frequenzen herzustellen wie der Spitzentransistor. Meist besteht er aus einem Germanium-Einkristall, in dem eine sehr schmale n-leitende Zone zwischen zwei p-leitenden Bezirken eingeschlossen ist. Für den pnp-Transistor gilt auch das in **Bild 48** wiedergegebene Prinzipschaltbild. Der später entwickelte npn-Transistor hat bis auf die entgegengesetzte Polarität ähnliche Eigenschaften. Die Möglichkeit, beide Typen mit gleichen Daten, aber entgegengesetzter Polarität auszustatten, verspricht viele elegante Schaltungsmöglichkeiten, wie wir im VI. Kapitel noch sehen werden.

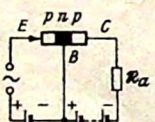


Bild 48. Prinzipschaltung eines pnp-Flächentransistors

Was aus dem Flächentransistor noch werden kann, vermag man am Beispiel des Hakentransistors zu ahnen. Dieser Transistor hat seinen Namen von dem hakenförmigen Verlauf der collectorseitigen Potentialschwelle, die sich dadurch ergibt, daß das Collectorgebiet aus einer pn-Verbindung aufgebaut ist (50). Man könnte ihn also auch pnpn-Transistor nennen. Im Gegensatz zu den npn- und pnp-Flächentransistoren, bei denen die Stromverstärkung immer unter 1 bleibt, zeigt der Hakentransistor Stromverstärkungsfaktoren von 20

Tabelle VI. Einige als Verstärker geeignete Flächentransistoren (Emitter-Basisschaltung)

Hersteller	RCA		Dr. Rost	Siemens	Tekade	Telefunken		Valvo		Transistor Products	
Typ	2N34	2N35	GF500	TF71	GFT01	OC601	OC602	OC70	OC71	X–78	
Art	pnp	npn	pnp	npn	pnp	pnp	pnp	pnp	pnp	pnp	Dim.
Grenzdaten:											
Collectorspannung	– 25	+ 25	– 20	+ 50	– 20	– 50	– 20			– 45	V
Collectorstrom	– 8	+ 8	– 5	+ 10	– 10	– 20	– 20	– 10	– 10	– 100	mA
Collector-Verlustleistung	50	50	30	150	30	50	50	6	6	4500	mW
Emitterstrom	+ 8	– 8	5	– 10	+ 10	+ 20	+ 20	+ 10	+ 10		mA
Umgebungstemperatur	+ 50	+ 50	+ 70	+ 50	+ 45	+ 45	+ 40	+ 45	+ 45		°C
Grenzfrequenz					600/1500	250/600	500/1500			10	kHz
Betriebswerte:											
Generatorwiderstand	500	500	1000		500	600	600			10	Ω
Außenwiderstand	30	30	1			30	30			2	kΩ
Leistungsverstärkung	40	40	30	37		35	35	(30)	(30)	> 10	db
Ausgangsleistung										> 2000	mW
Eingangsleistung										200	mW
Wirkungsgrad										> 50	%
Emitterstrom	+ 1	– 1		– 1		+ 1	+ 1	+ 0,5	+ 3		mA
Basisstrom	– 25	+ 25	– 20		– 50						µA
Collectorspannung	– 6	+ 6	– 1,5	+ 5	– 1,5	– 4,5	– 4,5	– 2	– 2	– 45	V
Collectorstrom	– 0,01	+ 0,01	– 0,5	+ 1						5...90	mA
Rauschzahl			20	25	10...50	(5...40)	(5...40)	(10)	(10)		db
Vierpolkonstanten:											
Emitterwiderstand r11				50	110/500	50	60			Block-Basis-Schaltung	Ω
Basiswiderstand r12				< 1000	80/400						Ω
Collectorwiderstand r22				800	140/110						kΩ
Stromverstärkungsfaktor	0,98	0,98		0,96	0,985	0,92	0,965	0,968	0,979		—

und darüber. Schließlich ermöglicht das Flächenprinzip auch den Bau echter Kristalltetroden, auf die wir weiter unten zurückkommen.

Eine Übersicht über die Daten einiger dreipoliger Flächentransistoren vermittelt **Tabelle VI.** In dieser Aufstellung ist der röhrengleiche (analogue) npn-Transistor noch nicht enthalten, dessen Fabrikation erhebliche Schwierigkeiten bereitet. Wie der Name sagt, handelt es sich hierbei um einen Halbleiterverstärker, der weitgehend Röhreneigenschaften (hohen Eingangswiderstand, Charakter einer älteren Hf-Pentode) zeigt. Dieses Verhalten wird dadurch bewirkt, daß um einen n-Kern konzentrisch eine p- und eine weitere n-Schicht gelagert sind, wobei aber die verschieden leitenden Zonen nicht unmittelbar aneinander grenzen, sondern durch neutrale Zonen voneinander getrennt sind. Außerdem ist er ein reiner Elektronenleiter (unipolarer Transistor).

3. Der Fieldistor

Wie der Name andeutet, benutzt der Fieldistor eine Feldstärkesteuerung, die dadurch entsteht, daß der Emitter in $^1/_{10}$ bis 1 µ Abstand über dem Kristall schwebt (44). Durch den kleinen Abstand der Steuerelektrode ergibt sich eine Feldstärke in der Größenordnung von 10 kV/cm, die schon bei geringen Spannungen (z. B. 10 V Emitterspannung) zusammen mit den Oberflächenladungen des Halbleiters neue Ladungsträger freimacht und dadurch den zwischen Emitter und Collector liegenden Widerstand beeinflußt. Wegen des kleinen Luftzwischenraums kann (abgesehen von Leckströmen in der Isolation) nur ein außerordentlich kleiner Steuerstrom auftreten, so daß sich theoretisch ein unendlich hoher Eingangswiderstand des Fieldistor ergibt. In der Praxis liegt der Eingangswiderstand mit größenordnungsmäßig 10 MΩ wesentlich höher als beim Spitzentransistor, bei dem die zum Abbau der Potentialschwelle erforderliche Feldstärke durch die Feldlinienkonzentration der Nadel erzielt wird. Wegen des sehr kleinen Emitterstroms ergeben sich beim Fieldistor Stromverstärkungsfaktoren um 10^4 bis 10^5.

Das Fieldistor-Prinzip ist nicht nur bei Spitzensystemen, sondern auch bei Flächensystemen anwendbar, wie **Bild 49** zeigt, wobei letztere eine größere Durchgangsleitfähigkeit

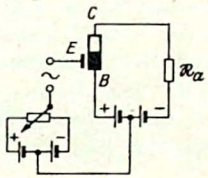


Bild 49. Prinzipschaltung eines Flächenfieldistors

besitzen. Außer als empfindlicher Stromverstärker im Niederfrequenzgebiet dürfte der Fieldistor keine große Bedeutung erlangen, weil er gegenüber neueren Flächen-Transistoren kaum Vorteile bietet und fabrikatorisch schwer zu beherrschen ist.

4. Tetroden

Bei den vierpoligen Transistoren muß man einen scharfen Unterschied machen zwischen den sogenannten und den echten Kristall-Tetroden. Die sogenannten Tetroden (23, 36, 45, 57) haben lediglich eine vierte Elektrode in Gestalt einer dritten Nadel oder eines zweiten Basisanschlusses und sollten daher besser Vierpol-Transistoren genannt werden. Denn die neu hinzugekommene Elektrode hat keine Schirmgittereigenschaften im Sinne der Röhrentechnik, sondern höchstens die Wirkung eines steuerbaren Raumladegitters. Sie kann als dritte Nadel einen Spitzentransistor zu einem guten Mischverstärker auch für relativ hohe Frequenzen machen. Als eine zweite, nach **Bild 50** angeordnete Basiselektrode bei Flächensystemen verringert sie bei geeigneter Vorspannung den

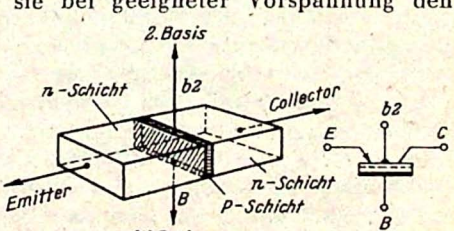


Bild 50. Schematischer Aufbau eines Doppelbasis-Transistors (sogenannte Tetrode)

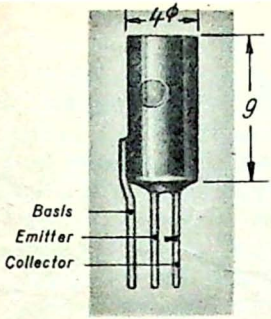
Basiswiderstand mit dem Erfolg, daß ein solcher Vierpol- oder Doppelbasis-Transistor noch bei zehnfach höheren Frequenzen arbeitet als eine normale Flächentriode (57).

Von einer echten Kristalltetrode — einem „Schirmgitter"-Transistor — muß man dagegen verlangen, daß er bezüglich der Rückwirkungsfreiheit ähnliche Eigenschaften wie eine moderne Vierpolröhre aufweist. Die echte Kristalltetrode befindet sich noch im Entwicklungsstadium, ist aber ihren Eigenschaften nach aus den bisherigen Labormustern bekannt.

c) Konstruktionsfragen und Herstellungsprobleme

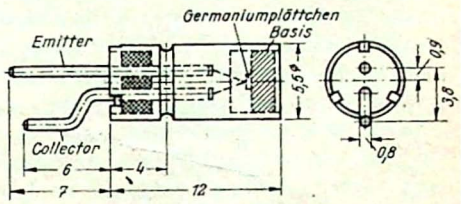
Wie bei den Kristalldioden, so ist auch bei den Transistoren die Konstruktionsfrage wesentlich von der Halbleiterseite her und danach durch die Entscheidung für Spitzen- oder Flächensystem bestimmt. Mehr noch als bei den Kristalldioden kommt es hier auf den Schutz des Halbleiters vor nachträglichen Verunreinigungen bei der Fabrikation oder bei der späteren Verwendung an. Daher ist hier ein hermetisch schließendes Gehäuse von entscheidender Bedeutung für die Konstanz und Lebensdauer des fertigen Halbleitersystems. Während man lange Zeit wie bei den Dioden mit einer Wachsfüllung des leeren Raums zwischen System und Gehäuse auszukommen glaubte, sieht man sich heute gezwungen, in zunehmendem Maße auf einen vakuum- und halogendichten Abschluß überzugehen, wobei der Innenraum meist mit gereinigter und völlig trockener Luft gefüllt, also nicht evakuiert wird.

Eine weitere wichtige Frage ist die nach der Sockelung. Für eine Sockelung sprechen verschiedene Gründe, so die leichte Austauschbarkeit, die Vermeidung von Montageschäden durch zu hohe Löttemperaturen oder statische Entladungen und die bei allen hochbeanspruchten Bauteilen zu beobachtende Tendenz nach dem Stecksockel. Gegen den Sockel und für Drahtanschlüsse lassen sich ebenfalls gute Gründe geltend machen. Hierher gehört die außerordentlich hohe Lebensdauer gut konstruierter, sorgfältig hergestellter und sachgemäß behandelter Transistoren, ferner die leichtere Montage durch unmittelbares Einlöten in die Verdrahtung und schließlich die Schwierigkeit, ein so kleines und zartes Gebilde wie den Spitzentransistor

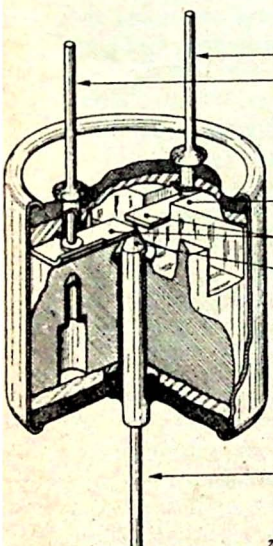


a = gesockelter Spitzentransistor der General Electric

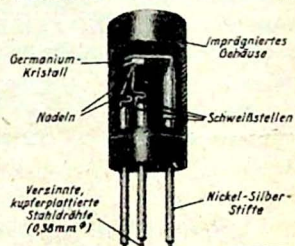
Bild 51. Verschiedene Transistorkonstruktionen. (Die Transistoren der Firmen Intermetall, Dr. Rost, SAF und Telefunken gleichen in der äußeren Form den Kristalldioden mit beiderseits herausgeführten Drahtanschlüssen)



b = Spitzentransistor der Siemens & Halske AG (die gleiche Sockelung weisen die Spitzentransistoren d. Firmen Tekade u. Western Electric auf)

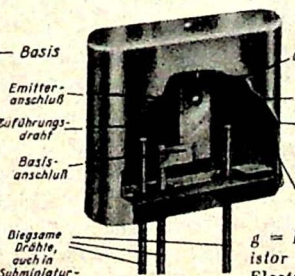


c = Schnittbild des Schneidentransistors der britisch. General Electric Comp.



d = Aufbau der CBS-Hytron-Spitzentransistoren

Rechts: e = Äußere Form der RCA-Transistoren



Rechts: f = Aufbau der CBS-Hytron-Flächentransistoren

g = Flächentransistor der General Electric i. d. neuen Stahlkolbengehäuse

so zu sockeln, daß eine zuverlässige Kontaktgabe ohne unzulässige mechanische Beanspruchung beim Austausch gewährleistet ist. Zudem vermindert der Sockel nicht die fabrikatorischen Schwierigkeiten.

Was das Gehäuse betrifft, so haben sich die maßgebenden Halbleiterfabriken in den USA auf die äußere Form einer stark verkleinerten Metallröhre mit oben liegendem Pumpstutzen geeinigt (Bild 51g). Diese Konstruktion hat den Vorteil, daß der mit völlig trockener Luft gefüllte Innenraum wie bei unseren Stahlröhren zugeschweißt werden kann, ohne dabei das eigentliche System einer schädlichen Übertemperatur auszusetzen. Einige Fabrikate sind in Gießharze oder andere Kunststoffe eingekapselt, die ebenfalls recht aussichtsreiche Konstruktionen darstellen, wenn sie auch den (bisher unwesentlichen) Nachteil haben, daß das Gehäuse nicht abschirmend wirkt. Einige der heute üblichen Ausführungsformen sind in **Bild 51** zusammengestellt. Wie man sieht, ist hier die Sockelfrage durchaus nicht einheitlich gelöst. Eine Kompromißlösung hinsichtlich der Sockelung finden wir beispielsweise bei den Transistoren der Firma CBS-Hytron (Bild 51 d und f), deren Drahtanschlüsse so angeordnet sind, daß sie nach Kürzung bis auf eine Mindestlänge als Sockelstifte dienen können, die in übliche Fassungen für Subminiaturröhren passen. Die deutsche Transistorentwicklung bevorzugt vielfach Glasgehäuse (Allglastechnik) mit lichtundurchlässigem Überzug und Drahtanschlüssen.

Die Fabrikation der Transistoren (vgl. 52) ist — besonders hinsichtlich der Präparation des Halbleiters — mit der der Kristalldioden in Spitzen- oder Flächenaufbau vergleichbar, nur daß hier die Montagegänge und die elektrischen Zwischenprüfungen verständlicherweise viel zahlreicher sind und einen größeren technischen Aufwand bedingen. Auch hier ist wieder größte Sauberkeit oberstes Gesetz. Im übrigen liegen die fabrikatorischen Hauptschwierigkeiten beim Spitzentransistor in der Einstellung des richtigen Nadelabstandes und beim Flächentransistor in der Sicherung der richtigen Störstellenkonzentration in den aneinandergrenzenden p- und n-Gebieten. Fachleute meinen, daß sich der Flächentransistor in

Zukunft leichter wird herstellen lassen als der Spitzentransistor, dessen Fabrikation man heute gerade zufriedenstellend beherrscht.

Besondere Probleme treten bei den Spitzen- und Flächen-Fieldistoren wegen des sehr kleinen Abstandes der Steuerelektrode vom Kristall auf (44).

Der Selbstbau von Transistoren für orientierende Versuche verlangt viel Geduld, große Geschicklichkeit und nicht zu hoch gespannte Erwartungen. Als Halbleiter für selbstgebaute Transistoren kann man nach einer Anleitung von *Friebe* (58) Detektorkristalle (Bleiglanz) nehmen, wenn man nicht fertig montierte Germaniumkristalle (von der Firma *Proton*, Planegg vor München) beziehen will. Für den Nachbau von Schaltungen, die mit Industrietransistoren entwickelt wurden, sind selbstgebaute Transistoren im allgemeinen ungeeignet.

VI. Schaltungstechnik der Transistoren

a) Das Rauschen der Transistoren

Die ersten Transistoren wiesen ein so starkes Rauschen auf, daß man ihnen keine große Zukunft voraussagte. Auch heute ist das Rauschen — wie übrigens auch in der Röhrentechnik — noch ein wichtiger Faktor, der weitgehend die Wahl des Transistortyps und damit indirekt der Schaltung beeinflußt. Dies gilt insbesondere für vielstufige Anordnungen bei niedrigen Frequenzen.

Das Transistorrauschen unterscheidet sich wesentlich vom Schrotrauschen, da seine Rauschleistung etwa umgekehrt proportional der Frequenz (bei Frequenzbändern: der Mittenfrequenz) verläuft[1]) und jede Oktave eines Frequenzbandes die gleiche Rauschleistung enthält. Für schmale Bandbreiten kann die weiter unten definierte Rauschzahl als unabhängig von der Bandbreite angesehen werden, während im übrigen die Rauschleistung nicht vom Betrag der Bandbreite, sondern vom Verhältnis der das Frequenzband einschließenden Grenzfrequenzen abhängt.

[1]) Die Frequenzabhängigkeit scheint streng bis etwa 50 kHz zu gelten.

Für praktische Überlegungen faßt man zweckmäßig die Rauschquellen von Emitter- und Collectorkreis zusammen und gibt als Rauschzahl den Quotienten aus der gesamten Ausgangsrauschleistung zum thermischen Rauschanteil des Eingangswiderstandes (d. h. der Quelle) an. Bei der meist gewählten Bezugsfrequenz 1 kHz liegen die Rauschzahlen (oder -faktoren) von Spitzentransistoren zwischen 40 und 60 db und die von Flächentransistoren zwischen 10 und 25 db. Diese Werte sind keine Konstanten; sie hängen bei einem gegebenen Transistor wesentlich von der Grundschaltung und dem Arbeitspunkt, d. h. den Betriebsspannungen, ab. Da das in einer Empfangsschaltung erzielbare Signal-/Rausch-Verhältnis bei gegebener Signalleistung in erster Linie vom Rauschen des ersten Transistors bestimmt wird, empfiehlt sich hier die Wahl einer rauscharmen Grundschaltung und bei den meisten Flächentransistoren auch einer kleinen Collectorspannung. Bei allen Spitzentransistoren und einigen Flächentypen hat dagegen die Collectorspannung keinen wesentlichen Einfluß auf das Rauschen, während die vom Emitter verursachte Rauschspannung in allen Fällen ohnehin nur einen Bruchteil der Collectorrauschspannung ausmacht.

b) Rundfunkempfänger

Empfängerschaltungen mit Transistoren sehen auf den ersten Blick meist recht einfach aus. Sie haben es aber in sich und müssen ebenso sorgfältig, wenn auch nach anderen Gesichtspunkten, entwickelt werden wie Röhrenschaltungen. Es ist keineswegs damit getan, daß man eine Röhrenschaltung in ihr duales Gegenstück (59) umwandelt, um einen brauchbaren Transistorempfänger zu erhalten. Dazu sind Röhre und Transistor zu verschieden. Zudem ist die Schaltungstechnik des Halbleiterverstärkers an sich schon vielfältiger, was einerseits durch die sich ergänzenden Eigenschaften von Spitzen-, pnp- und npn-Transistoren, andererseits in der größeren Freizügigkeit (keine Rücksichtnahme auf Heizpotential) hinsichtlich der Wahl der (geerdeten) Bezugselektrode erklärbar ist.

Noch befindet sich die Entwicklung im Fluß und es erscheint daher sinnvoll, zunächst die bisher vorliegenden Bausteine

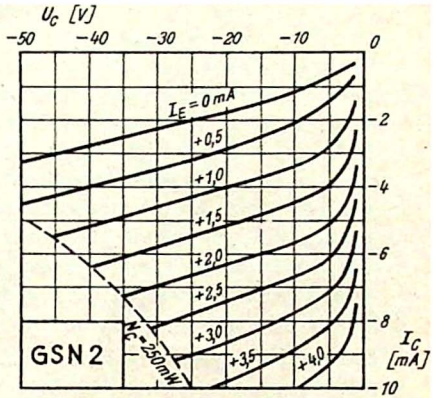
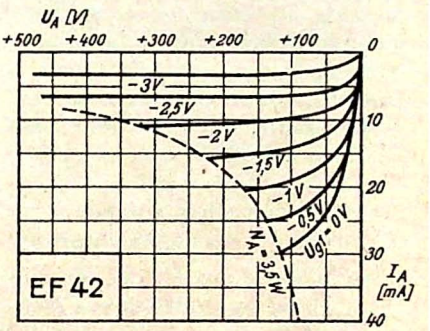
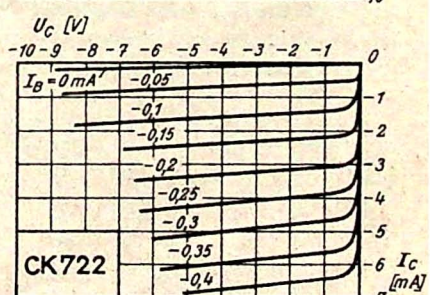


Bild 52. Vergleich zwischen den typischen Kennlinienfeldern eines Spitzentransistors, einer Röhre und eines Flächentransistors

Oben: Collectorkennlinien des Spitzentransistors GSN 2 (Block-Basis)



Mitte: Anodenkennlinien der EF 42 (gedreht!)



Unten: Collectorkennlinien des Flächentransistors CK 722 (Emitter-Basis)

für den röhrenlosen Rundfunkempfang zu besprechen, ehe wir uns mit den Aussichten vollständiger Schaltungen befassen. Wie wir noch sehen werden, hängt die Schaltungsart weitgehend davon ab, ob ein Spitzen- oder ein Flächentransistor verwendet wird. Das ist ohne weiteres verständlich, wenn man die in Tabelle IV verzeichneten Unterschiede zwischen beiden Arten berücksichtigt. Entsprechende Unterschiede ergeben sich in den Kennlinienfeldern, wie **Bild 52** im Vergleich mit dem Kennlinienfeld einer Röhre zeigt. Diese Gegenüberstellung kann nur die grundsätzlichen Gegebenheiten andeuten, weil ja die Kennlinien der Transistoren von Typ zu Typ ebenso verschieden ausfallen wie es uns aus der Röhrentechnik längst geläufig ist.

Während nun die Wahl der Transistorart entscheidend für Verstärkungsfaktor, Stabilität, Grenzfrequenz und Ausgangsleistung ist, ermöglicht es die Freizügigkeit in der Wahl der Bezugselektrode, für viele Schaltungsprobleme günstige Anpassungsbedingungen von Stufe zu Stufe zu schaffen. Eine Übersicht über die Eigenschaften der drei verschiedenen Grundschaltungen vermittelt **Tabelle VII.** Hierzu sei erwähnt, daß man den Basisanschluß auch als (Kristall-) Blockanschluß bezeichnet. Damit kann man das unschöne Wort „Basis-Basis-Schaltung" umgehen und hat das Wort „Basis" für die Kennzeichnung der Grundschaltung zur Verfügung.

Zur Beurteilung der drei Grundschaltungen sieht man sich zweckmäßig die zugehörigen Ersatzschaltbilder an. Sie können sehr einfach sein, wenn es genügt, die Verhältnisse bei niedrigen Frequenzen und kleinen Wechselspannungen zu betrachten (bei hohen Frequenzen müßten die Elektrodenkapazitäten

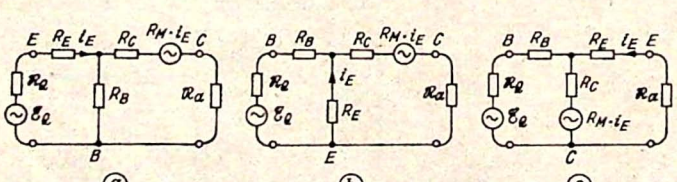


Bild 53. Ersatzschaltbilder zu den drei Grundschaltungen (vgl. Tabelle VII). a) Block-Basis-, b) Emitter-Basis-, c) Collector-Basisschaltung

Tabelle VII. Kenndaten und Zahlenbeispiele für die drei Grundschaltungen

Die tatsächlichen Werte hängen von Typ und Arbeitspunkt des benutzten Transistors ab.

Grundschaltung Bezugselektrode Transistorart	Block-Basis Basis (Block)		Emitter-Basis Emitter		Collector-Basis Collector		Dim.
	Spitzen-	Flächen-	Spitzen-	Flächen-	Spitzen-	Flächen-Trans.	
Emitterwiderstand r11	300	25	300	25	300	25	Ω
Collectorwiderstand r22	12...30	500	12...30	500	12...30	500	kΩ
Basiswiderstand r12	120	300	120	300	120	300	Ω
Übertragungswiderstand r21	30	360	30	360	30	360	kΩ
Eingangswiderstand Re	0,3...0,9	0,07*)...0,4	2... 5	0,585*)	20...40	80,4*)	kΩ
Ausgangswiderstand Ra	7,5...30	ca. 400	7...10	>100	0,5...7,5	ca. 0,5	kΩ
Stromverstärkung	0,1	(—0,1)	20	(—0,1)	32	(—0,1)	db
Spannungsverstärkung	32	42*)	26	42*)	0	(—0,1...0)	db
Leistungsverstärkung	10...17	40...41*)	23	50*)	16	9*)	db
Phasendrehung pup	0	0	180	180	0**)	0**)	Grad
Phasendrehung npn		180		0		180**)	
Vergleichbare Röhrenschaltung Ersatzschaltbild (s. a. Bild 45)	Gitter-Basis Bild 53a		Katoden-Basis Bild 53b		Anoden-Basis Bild 53c		—

*) Bei 10 kΩ Arbeitswiderstand am Ausgang; **) gilt für Vorwärts-Betrieb; bei Rückwärts-Betrieb 180° gedreht.

und -induktivitäten berücksichtigt werden, während hohe Nutzspannungen andere Arbeitspunkte im nichtlinearen Bereich mit sich bringen). Bei den einfachen Ersatzschaltbildern nach **Bild 53** lassen sich die Verhältnisse leicht überblicken, wenn man für die Emitter-, Collector- und Basiswiderstände Zahlenwerte aus Tabelle VII einsetzt und neben dem Ohmschen Gesetz die Kirchhoffsche Knotenregel beachtet, nach der die Summe aller Ströme im Verzweigungspunkt null werden muß. Gleichzeitig erkennt man bei diesem Verfahren, daß die Collector-Basisschaltung die höchsten Eingangswiderstände ermöglicht. Dafür ist hier der Ausgangswiderstand, der bei den beiden anderen Grundschaltungen hochohmig ist, am kleinsten und gibt dem Transistor ähnliche Eigenschaften, wie sie eine als Katodenverstärker geschaltete Röhre aufweist.

Von großer Bedeutung für die Schaltungstechnik ist ferner die schon erwähnte Möglichkeit, npn- und pnp-Transistoren gleicher Daten zu recht einfachen Gegentaktschaltungen zusammenzustellen. Man spricht in diesem Zusammenhang von komplementär-symmetrischen Schaltungen, weil man mit komplementär (d. h. ergänzend) gepolten Transistoren symmetrische — und zwar statisch-, dynamisch- und gemischtsymmetrische (66) — Schaltungen zusammenstellen kann. Beispiele hierzu lernen wir weiter unten, u. a. im Abschnitt Nf-Verstärker, kennen.

1. Audionschaltungen

Der wichtigste Baustein jedes Rundfunkempfängers ist der Demodulator, der der modulierten Hochfrequenzspannung des Senders die Modulation abnimmt und sie hörbar macht. Das Audion ist im allgemeinsten Sinne eine von mehreren Schaltungsmöglichkeiten, die neben Demodulator- auch noch Verstärkereigenschaften besitzt, so daß sie dem einfachsten Demodulator — dem Detektorempfänger — an Lautstärke und, bei Entdämpfung des Schwingkreises durch Rückkopplung, auch an Empfindlichkeit überlegen ist. Wenn wir also im folgenden von Audionschaltungen sprechen, so ist damit nur dieser allgemeine Schaltungstyp gemeint, nicht aber eine dem Röhrenaudion entsprechende Schaltungsgruppe.

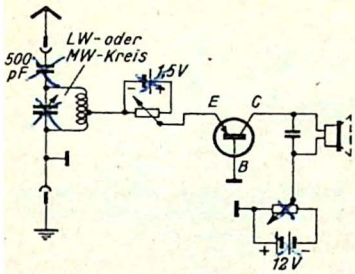


Bild 54. Audionschaltung nach Büll

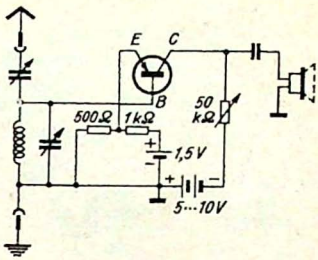


Bild 55. Audionschaltung nach Dr. Rost

Die nächstliegende Lösung besteht in der Verwendung der Emitter-Basis-Strecke als Kristalldiode und der vom Emitterstrom beeinflußten Collector-Basis-Strecke als Herz des Verstärkerkreises. Wegen des niedrigen Eingangswiderstandes eines so geschalteten Spitzentransistors muß die Emitterstrecke an eine Anzapfung der Schwingkreisspule oder an eine hinauftransformierende Ankopplungsspule gelegt werden, die am besten durch Versuch (Trennschärfe: Lautstärke) ermittelt wird. Außerdem muß bei vielen Transistortypen eine besondere Stromquelle für den Emitterkreis vorgesehen werden. Eine solche Audionschaltung ist von *Büll* (60) entwickelt worden **(Bild 54).**

Die durch Vergrößerung des Basiswiderstandes entstehende Schwingneigung läßt sich zur Entdämpfung des Kreises ausnutzen, wie die von *Dr. Rost* angegebene Schaltung **Bild 55** zeigt. Eine ähnliche Anordnung, die ohne Emitterstromquelle auskommt, ist in **Bild 56** wiedergegeben (61).

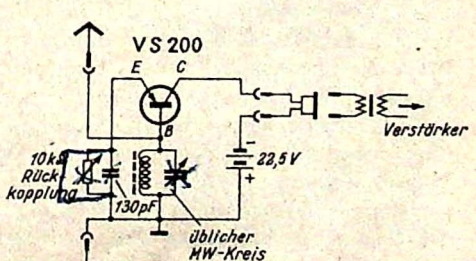


Bild 56. Audionschaltung nach Braunbeck

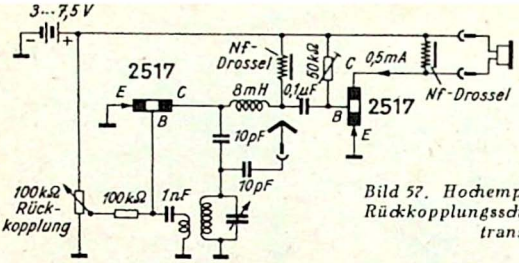


Bild 57. Hochempfindliche zweistufige Rückkopplungsschaltung mit Flächentransistoren

Bei Versuchen mit diesen Audionschaltungen ist zu bedenken, daß meist nur ein ganz bestimmter Arbeitspunkt, d. h. eine einzige, durch Versuch zu ermittelnde Potentiometerstellung, zufriedenstellenden Empfang gibt und daß die Kreisabstimmung hiervon beeinflußt wird, so daß die Bedienungsknöpfe wechselweise betätigt werden müssen. Obgleich der Stromverbrauch meist nur wenige Milliampere beträgt, wird man bei einem Gerät mit endgültiger Schaltung die Batterien abschaltbar machen.

Abschließend sei noch eine hochempfindliche zweistufige Rückkopplungsschaltung erwähnt, die bei 7,5 Volt Batteriespannung bis zu einer Frequenz von 4 MHz arbeitet. Ihre Reizschwelle liegt für 30%ige modulierte Mittelwellen bei 0,5 µV (**Bild 57**; nach (62)).

2. Oszillatoren

Wie in der Röhrentechnik, so ist auch in der Schaltungstechnik der Transistoren die rückgekoppelte Audionschaltung nahe verwandt mit den Oszillatoren. Diese wiederum spielen beim röhrenlosen Rundfunkempfang die gleiche wichtige Rolle wie in röhrenbestückten Überlagerungsempfängern. Da nämlich die heute erhältlichen Transistoren nicht rückwirkungsfrei arbeiten, sind mehrstufige Geradeausempfänger ebenso instabil, wie wenn sie mit Trioden bestückt würden. Daher ist man bestrebt, auch hier Superhets mit Stufen wechselnder Betriebsfrequenz zu bauen, obgleich man andererseits bei Transistorschaltungen nicht die von Röhrenstufen her gewohnte Frequenzabhängigkeit zu berücksichtigen braucht.

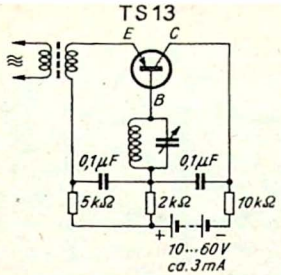


Bild 58. Für Frequenzen bis etwa 1 MHz geeignete Oszillatorschaltung mit indukt. Auskopplung (Siemens)

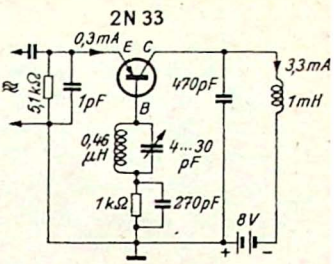


Bild 59. 50-MHz-Oszillator mit kapazitiver Auskopplung (RCA)

Transistorbestückte Oszillatorschaltungen sind in großer Zahl bekanntgeworden, allerdings entsprechend den Halbleitereigenschaften vorwiegend für den Nf-Bereich und mit kleinen Ausgangsleistungen. Das Aussehen der Schaltung wird davon bestimmt, ob der vorgesehene Transistor an sich schon schwingfähig ist (Spitzentransistor) oder ob er erst durch äußere Schaltmittel zum Schwingen gebracht werden muß (Flächentransistor). Dabei spielt natürlich die gewählte Grundschaltung wegen der Phasendrehung (vgl. Tabelle VII) eine entscheidende Rolle. Bei Spitzentransistoren, die in bestimmten Bereichen negative Kennlinien aufweisen, kommt man stets ohne äußere Rückkopplungsmaßnahmen aus, wenn man entweder den Basiswiderstand vergrößert oder den Emitter- oder Collectorwiderstand verkleinert. Obgleich die Verringerung des Emitterwiderstandes die größte Wirkung zeigt, bevorzugt man die Erhöhung des Basiswiderstandes bei der Resonanzfrequenz eines in die Basisleitung geschalteten Parallelkreises (in den beiden anderen Fällen müßte man Serienkreise verwenden). **Bild 58** zeigt ein Beispiel mit induktiver Auskopplung der Oszillatorfrequenz, während in **Bild 59** die Oszillatorspannung kapazitiv entnommen wird. Auch bei Flächentransistoren kommt man meistens ohne besondere Schaltmittel zur Rückkopplung aus, wie wir in **Bild 60** (Colpitts-Oszillator) und **Bild 61** (Clapp-Oszillator) erkennen können.

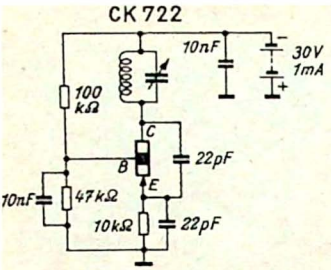


Bild 60. Colpitts-Oszillator, mit Parallelkreis bis 2 MHz

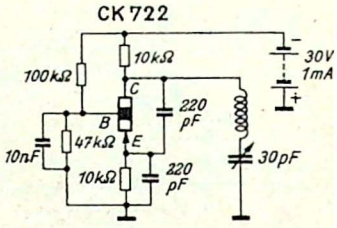


Bild 61. Clapp-Oszillator, mit Serienkreis bis 2 MHz

3. *Mischstufen*

Über die Möglichkeiten der Diodenmischung sprachen wir schon in den Abschnitten III. b) und d). Um eine, wenn auch bescheidene Mischverstärkung zu erzielen, wird man in Zukunft auf mehrpolige Halbleitersysteme, wie den vierpoligen Transistor, die Kristalltetrode und den röhrengleichen Transistor zurückgreifen. Diese recht aussichtsreichen Gebilde stehen aber vorläufig noch nicht in ausgereiften Serientypen

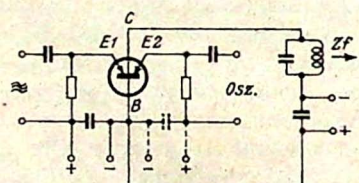


Bild 62. Mischstufe mit einem vierpoligen Sylvania-Transistor

zur Verfügung, so daß wir an dieser Stelle nur auf die grundsätzliche Möglichkeit hinweisen wollen. Hierfür zeigt **Bild 62** ein Beispiel mit einem vierpoligen Sylvania-Transistor.

Der praktische Aufbau der ersten von der Sylvania Electric hergestellten Muster benutzte den Germaniumkristall der Diode 1 N 34, auf den in der Anordnung eines gleichseitigen Dreiecks von etwa 50 µ Seitenlänge die drei Nadeln aufgesetzt waren. Die Mischsteilheit dieser „Tetrode" liegt bei durchschnittlich 0,3 mA/V und ist bei hohen Eingangsfrequenzen größer als bei niedrigen. Der am Emitter 2 liegende Oszil-

latorkreis benötigt in der Regel keine Vorspannung, weil sich bei richtig eingestellter Schwingamplitude eine automatische Vorspannung einstellt. Als Arbeitswiderstand im Collectorkreis dient ein üblicher Zf-Kreis für die Summen- oder Differenzfrequenz (z. B. 500 kHz). Dabei bekommt der Collector eine negative Vorspannung von 30 Volt, womit sich ein Collectorstrom von 2 mA einstellt. Da die übrigen Eigenschaften eines solchen Vierpoltransistors durchaus mit denen einer normalen Röhre vergleichbar sind, fällt hier der Fortfall der Heizleistung als besonderer Vorteil ins Gewicht. Dabei ist die Rauschneigung nicht größer, eher geringer, als beim normalen Transistor. Ein besonderer Vorzug dieses Vierpoltransistors ist die ausgezeichnete „Isolation" zwischen den Eingangskreisen, so daß die Schaltung bezüglich der Rückwirkungsfreiheit jedem Dioden- oder Triodenmischer überlegen ist.

4. Zf- und Hf-Verstärker

Die Möglichkeit, Zf- und Hf-Verstärker mit Transistoren aufzubauen, steht und fällt mit der erreichbaren Grenzfrequenz, die noch 70% der Verstärkung bei niederen Frequenzen ermöglicht. Die in jüngster Zeit bekanntgewordenen Fortschritte berechtigen auch hier zu den schönsten Hoffnungen, zumal das Rauschen im allgemeinen mit zunehmender Frequenz umgekehrt proportional abnimmt.

Wir erinnern uns, daß grundsätzlich der Spitzentransistor besser für höhere Frequenzen geeignet ist als der Flächentransistor. Diese Trennung verwischt sich aber durch neuere Konstruktionen von Flächentransistoren. Ein von der RCA entwickelter pnp-Transistor besonderer Konstruktion (63), der bis 75 MHz schwingfähig ist, ermöglicht beispielsweise bei 455 kHz 39 db und bei 10 MHz noch 12 db Verstärkung und hat bei 1 MHz einen Rauschfaktor von 4...8 db. Dieses Beispiel ist jedoch nur als eine Stufe der gegenwärtigen Entwicklung anzusehen, deren Ziel die Beherrschung des UKW-Bereiches ist.

Eine einfache Hf-Vorstufe mit Spitzentransistor zeigt **Bild 63.** Der niederohmige Emitterkreis muß an den Schwingkreis angepaßt werden, indem man ihn an eine Spulenanzapfung legt

oder über eine besondere Spule mit wenigen Windungen an die Kreisspule koppelt. Bei etwaigen Schwierigkeiten (Schwingneigung) empfiehlt es sich, die Eingangsschaltung aperiodisch zu machen, indem man in den Emitterkreis einen Widerstand von 300...500 Ω legt und die Antenne kapazitiv an den Emitter ankoppelt. Ähnlich könnte man einstufige Zf-Verstärker aufbauen, wenn man dafür sorgt, daß der niederohmige Emitterkreis durch Widerstandstransformation richtig an die vorangehende Stufe angepaßt wird. Bei mehrstufigen Verstärkern nutzt man mitunter zur Anpassung die verschiedenen Möglichkeiten aus, die sich bei der Wahl verschiedener Bezugselektroden ergeben (vgl. Tabelle VII). Hierfür läßt sich kein allgemeingültiges Schema angeben, weil solche Verstärker von Fall zu Fall gerechnet werden müssen.

Gute Zukunftsaussichten — besonders für die Breitbandverstärkung — bieten auch die sogenannten und die echten Kristalltetroden. **Bild 64** zeigt das Prinzip eines aperiodischen Verstärkers mit Doppelbasis-Transistor, der bei 10 MHz noch 18,4 db verstärkt (57). Bei richtiger Anpassung an die Vorstufe kann diese Stufe auch abgestimmt geschaltet werden und erreicht dann bei 50 MHz noch 11,8 db und als Breitbandverstärker, z. B. für 32 ± 4,5 MHz, noch 15 db Verstärkung. Übrigens läßt sich auch im transistorbestückten Hf-Verstärker eine automatische Verstärkungsregelung vorsehen (64), wie **Bild 65** am Beispiel eines 100-kHz-Verstärkers zeigt. Um den Klirrfaktor unter 2 % zu halten, darf allerdings in dieser Schaltung keine höhere Eingangsspannung als 15 mV verarbeitet werden.

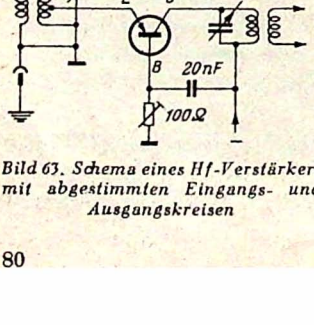


Bild 63. Schema eines Hf-Verstärkers mit abgestimmten Eingangs- und Ausgangskreisen

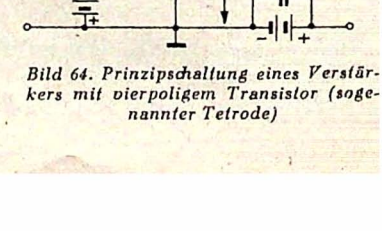


Bild 64. Prinzipschaltung eines Verstärkers mit vierpoligem Transistor (sogenannter Tetrode)

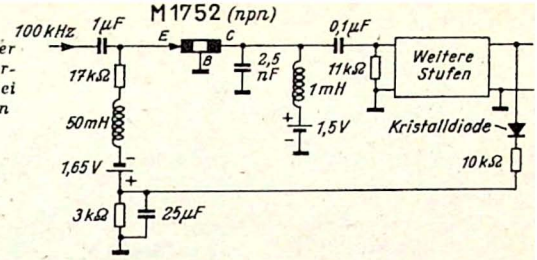


Bild 65. Schema einer automatischen Verstärkungsregelung bei transistorbestückten Hf-Verstärkern

Im Superhet folgt nun die Demodulatorstufe, die als Audionschaltung ausgebildet sein kann, wenn man nicht eine der im Kapitel III besprochenen Anordnungen mit Kristalldioden bevorzugt.

5. Nf-Verstärker

Wie in anderen Schaltungsbausteinen, so sind auch beim Nf-Verstärker zwei Fragen von großer Bedeutung: die Anpassung und die Stabilität mehrerer hintereinanderliegender Stufen. Für den Niederfrequenzbereich läßt sich die Anpassungsfrage am leichtesten mit Übertragern lösen. Angesichts der kleinen Transistorabmessungen und der geringen Elektrodenströme kommt man hier gut mit Miniaturübertragern aus, wie sie beispielsweise unter der Typenbezeichnung TM 001 vom *Laboratorium Wennebostel* gebaut werden. Ein Beispiel für einen übertragergekoppelten Nf-Verstärker mit Spitzentransistoren zeigt **Bild 66.**

Mit Flächentransistoren in Emitter-Basisschaltung arbeitet der Mikrofonverstärker von **Bild 67**, dessen niederohmiger Eingang die unmittelbare Anschaltung eines Tauchspulmikro-

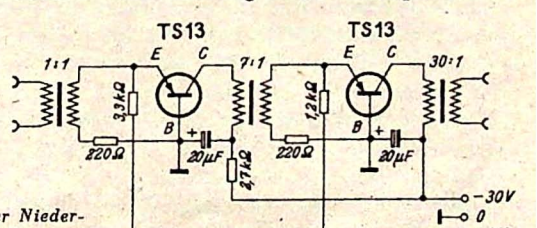


Bild 66. Zweistufiger Niederfrequenzverstärker (Siemens)

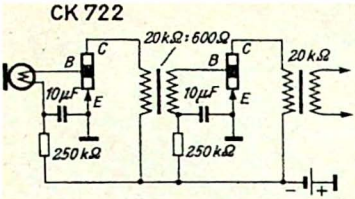


Bild 67. Mikrofonverstärker mit Flächentransistoren

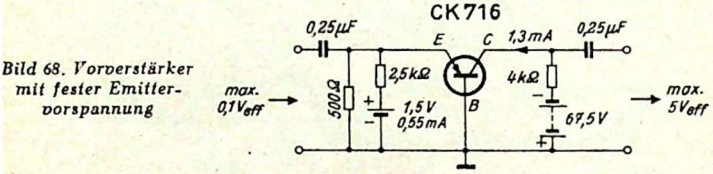


Bild 68. Vorverstärker mit fester Emittervorspannung

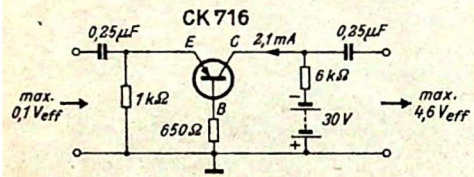


Bild 69. Vorverstärker mit automatischer Emittervorspannung

fons gestattet. Soll der Eingang ohne Verwendung eines Übertragers als Impedanzwandler hochohmig werden, so muß man einen weiteren Transistor in Collector-Basisschaltung vorschalten, dessen Eingangswiderstand nach Tabelle VII hochohmig ist, und der mit seinem niederohmigen Ausgangswiderstand an den Emitterkreis der nachfolgenden Stufe (in Emitter- oder Block-Basisschaltung) angepaßt ist. Bei kleinen Steuerspannungen (max. 0,1 V_{eff}) kann man meistens mit einem konstanten Basisstrom rechnen und deshalb auf eine besondere Emitterstromquelle verzichten. Andernfalls ist eine besondere Stromquelle für den Emitterkreis erforderlich (**Bild 68**), die sich aber häufig durch einen Vorspannungswiderstand einsparen läßt. Dieser Widerstand kann im einfachsten Fall — wie in **Bild 69** — in der Basisleitung liegen. Seine Lage hängt im übrigen von der Art des Transistors und der gewählten Grundschaltung ab, wofür **Bild 70** als Beispiel dienen möge.

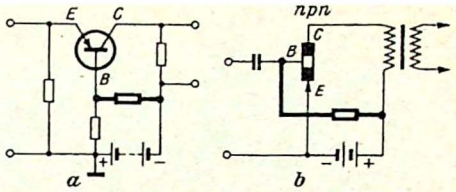


Bild 70. Weitere Möglichkeiten für die automatische Vorspannungserzeugung: a) bei einem Spitzentransistor in Block-Basisschaltung, b) bei einem Flächentransistor in Emitter-Basisschaltung

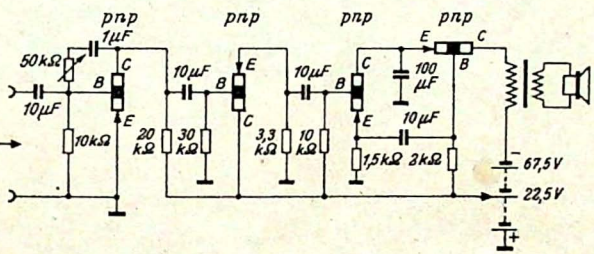


Bild 71. Nf-Verstärker mit Flächentransistoren. Ausgangsleistung: 0,15 Watt bei 70 db Leistungsverstärkung und 0,57 Watt Batterie-Leistungsbedarf. Die erste Stufe arbeitet in Emitter-Basisschaltung und enthält den Lautstärkeregler

Für die Lautstärkeregelung kann man die Abhängigkeit der Verstärkung von den Betriebsspannungen ausnutzen. Wegen der damit verbundenen Änderung des Arbeitspunktes über einen großen Bereich wendet man jedoch bei niederohmigen Eingangsschaltungen lieber die den Arbeitspunkt nicht beeinflussende Regelschaltung nach **Bild 71** an. Hier wird die Verstärkungsfähigkeit durch den 50-kΩ-Regler mehr oder weniger unterdrückt. Der Serienkondensator dient lediglich als Gleichstromsperre. Bei hochohmigen Eingangsschaltungen — wie in **Bild 72** — kann man dagegen den aus der Röhrentechnik geläufigen Spannungsteiler zur Lautstärkeregelung benutzen.

Abschließend sei erwähnt, daß man in Nf-Verstärkern für Transistoren vielfach Kapazitätswerte findet, die wesentlich höher sind als die vergleichbarer Röhrenschaltungen. Das hängt mit der Niederohmigkeit der Emitterkreise zusammen. Die absolute Größe der Überbrückungskondensatoren kann

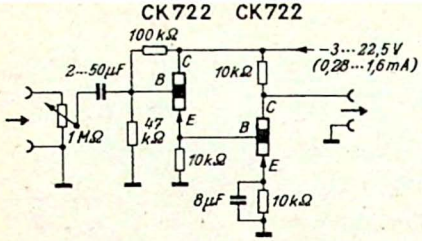


Bild 72. Lautstärkeregelung bei hochohmigem Eingang

in Schaltungen mit Spitzentransistoren wegen der Schwingneigung (infolge Verringerung des Emitter- oder Collectorwiderstandes) kritisch sein.

6. Leistungsstufen

Noch vor wenigen Jahren war man der Ansicht, daß sich mit Transistoren niemals Ausgangsleistungen erzielen lassen würden, wie sie zum Betrieb eines Lautsprechers erforderlich und bei Radioröhren üblich sind. Die zulässige Belastbarkeit eines Halbleitersystems ist ja in erster Linie eine Temperaturfrage. Die unvermeidbaren Verlusteigenschaften eines Transistors verursachen bei größeren Leistungen eine Wärmeentwicklung und damit eine Temperatursteigerung, die den Transistor zerstören oder zumindest in seinen Eigenschaften bleibend ändern kann. Da andererseits Leistungsstufen vorwiegend im Nf-Bereich interessant sind, können größere wärmeabstrahlende Flächen zugelassen werden, soweit sie etwa nur die Grenzfrequenz herabsetzen und nicht die physikalische Funktion überhaupt in Frage stellen. Solange man allerdings beim Spitzenkontakt bleibt, können Kühlflügel und ähnliche Hilfsmittel nur bescheidene Erfolge ermöglichen.

Nicht zuletzt auf Grund der guten Erfahrungen, die man mit Germanium-Leistungsgleichrichtern gemacht hat, kann man wohl schon bald Flächentransistoren für Sprechleistungen bis 20 Watt erwarten. Labormäßig wurde die 100-Watt-Grenze bereits erreicht. Hinzu kommt, daß intermetallische Halbleiter mit größeren Energielücken (vgl. S. 11) höhere Temperaturen ohne Änderung ihrer Eigenschaften vertragen und sich mög-

licherweise auch in anderer Beziehung gut für Leistungsstufen eignen werden.

Man kommt also nur für Kopfhörer- oder bescheidenen Lautsprecherempfang mit Spitzentransistoren aus, die bei

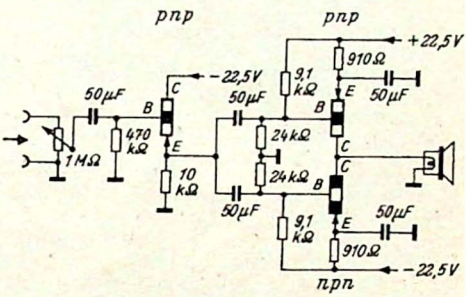


Bild 73. Komplementär-symmetrischer A-Verstärker

120...250 mW maximaler Collectorverlustleistung größenordnungsmäßig 20...50 mW Sprechleistung abgeben. Außerdem ist ihr Wirkungsgrad mit 25 % bei A-Betrieb nur halb so hoch wie bei Flächentransistoren, während ein B-Betrieb wegen des hohen Reststroms überhaupt nicht in Betracht kommt. Der moderne Flächentransistor ermöglicht demgegenüber bei Gegentakt-B-Betrieb Wirkungsgrade bis zu 75 %. Die erzielbare Sprechleistung liegt heute wesentlich höher als bei den ersten Flächentypen, die oft nur 30 mW Collectorverlustleistung vertrugen.

Eine Verstärkerschaltung mit 70 db Leistungsverstärkung und 150 mW Sprechleistung sahen wir bereits in Bild 71. Die hierin benutzte Tandem-Endstufe ist aus zwei Transistoren zusammengesetzt, von denen der erste wie in Collector-Basis-, der zweite wie in Emitter-Basisschaltung arbeitet. Man erreicht so eine Verringerung der Leistungsverluste, höhere Leistungsverstärkung und größeren Eingangswiderstand als mit einer einzelnen Stufe (65).

Die Zukunft der Nf-Endstufen wird weitgehend durch die schon erwähnten komplementär-symmetrischen Schaltungen (66) aus npn- und pnp-Transistoren beherrscht werden. Bild 73 zeigt eine solche Schaltung mit hochohmiger Eingangsstufe. Ein in seiner Einfachheit nicht zu unterbietender B-Ver-

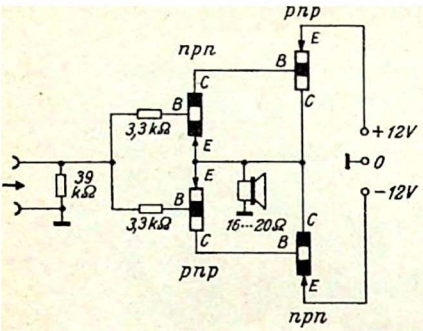


Bild 74. Gegengekoppelter komplementär-symmetrischer B-Verstärker

stärker mit 0,5 Watt Sprechleistung bei max. 3,5 % Klirrfaktor ist in Bild 74 wiedergegeben. Die Schaltung ist in sich gegengekoppelt und hat bei rund 30 db Leistungsverstärkung einen von 0 bis 30 kHz flachen Frequenzgang.

Die Wirkungsweise dieser transformatorlosen Gegentaktstufen läßt sich leicht übersehen: die Niederfrequenzspannung wird den Basen zweier Transistoren zugeführt, die wegen ihres verschiedenartigen Halbleiteraufbaus entgegengesetzte Übertragungseigenschaften haben. Dadurch verursacht der pnp-Transistor in der hier durchweg benutzten Emitter-Basisschaltung eine Phasendrehung von 180°, während die Phase beim npn-Transistor ungedreht bleibt. Das Ergebnis sind zwei um 180° phasenverschobene Ströme, die (wie bei röhrenbestückten Gegentaktstufen) dem Außenwiderstand zugeführt werden (vgl. den A-Verstärker in Bild 73). Dabei bleibt der Außenwiderstand auch ohne Ausgangsübertrager gleichstromfrei, weil der Ruhestrom des pnp-Collectors vom npn-Collector aufgenommen wird. Bei dem B-Verstärker von Bild 74 ist der Ausgangskreis auf die Emitter der ersten Gegentaktstufe gegengekoppelt. Außerdem wirken die beiden Basiswiderstände dieser Stufe wie eine Stromgegenkopplung bei Röhren. Läßt man sie weg, so erhöht sich der Klirrfaktoranteil von der 3. Harmonischen an.

Die Wirkungsweise der Gegenkopplung läßt sich ebenfalls leicht übersehen: angenommen, eine Unsymmetrie im Aus-

gangskreis wirke sich so aus, daß der Ausgangswiderstand positiv gegen Masse würde. Dann wäre der Strom, der den pnp-Collector (Endstufe) verläßt, größer als der Strom, der in

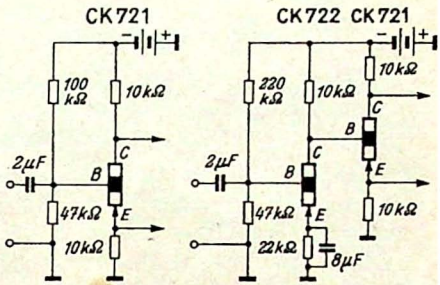


Bild 74: Zwei Beispiele für Phasenumkehrstufen mit Flächentransistoren

den npn-Collector fließt. Bei einigermaßen konstantem Basispotential der Vorstufe würde dann (in Bild 74) die am Ausgangswiderstand stehende positive Spannung als zusätzliche Basisvorspannung in der Vorstufe wirken und die Leitfähigkeit des pnp-Transistors erhöhen, die des npn-Systems dagegen erniedrigen. Da der erhöhte Ausgangsstrom des pnp-Transistors in der Endstufe auf ein npn-System, der verringerte Ausgangsstrom des npn-Transistors dagegen auf ein pnp-System in der Endstufe treffen, wird die ursprüngliche Unsymmetrie im Ausgangskreis gerade aufgehoben.

Bis für solche Gegentaktschaltungen geeignete Transistoren im Handel sind, lassen sich Gegentaktendstufen auch unter Vorschalten von Phasenumkehrstufen aufbauen, für die **Bild 75** zwei Beispiele gibt.

7. Vollständige Empfängerschaltungen

In den vorigen Abschnitten sahen wir, daß theoretisch alle Stufen eines Rundfunkempfängers mit heutigen Mitteln ohne Röhren aufgebaut werden können. Für einige kommerzielle Zwecke sind vollständige röhrenlose Schaltungen auch heute schon interessant. Dagegen werden wohl noch einige Jahre bis zur Serienproduktion eines röhrenlosen Rundfunkempfängers vergehen. In der Zwischenzeit ergibt sich aber hier für

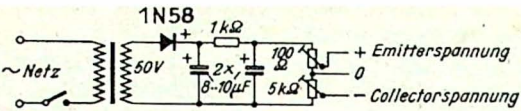


Bild 76. Netzanschlußgerät für Spitzen- oder pnp-Transistoren

den Amateur ein dankbares und hochinteressantes Arbeitsgebiet. Dazu seien im folgenden einige Anregungen gegeben.

Zunächst kann man durch Kombination einer Detektorschaltung oder einer Audionstufe mit einem Nf-Verstärker einen nur mit Kristalloden bestückten Geradeausempfänger zusammenstellen. Das dürfte keine großen Schwierigkeiten bereiten, wenn man sich an die Angaben des Herstellers der gewählten Kristalloden hält und beim praktischen Aufbau die Ratschläge des VII. Kapitels beachtet.

Schwieriger ist schon die Einstellung der Arbeitspunkte und der Abgleich eines Superhetempfängers. Man sollte ein solches Gerät erst in Angriff nehmen, wenn man einfache Transistorschaltungen gut zu beherrschen gelernt hat. Auch dann ist noch viel Liebe und Geduld erforderlich, um eine Überlagerungsschaltung zu zufriedenstellender Arbeit zu bringen. Man wird dabei z. B. beobachten, daß die Einstellung der Betriebsspannungen vom Emitter und Collector wechselweise korrigiert werden muß, um den richtigen Arbeitspunkt zu erhalten. Außerdem kann die Abstimmung von Hochfrequenzkreisen durch Änderungen der Betriebsspannung beeinflußt werden und auch die Schwingneigung und das Rauschen sind oft von geringfügigen Änderungen in der Schaltung abhängig. Weitere Schwierigkeiten bereiten die richtige Anpassung und der Schutz der Kristalloden vor elektrischer Überlastung. Besonders aus dem letztgenannten Grunde arbeite man anfangs nur mit Trockenbatterien, bevor man — soweit dies überhaupt erforderlich erscheint — mit Netzanschlußschaltungen (z. B. nach **Bild 76**) experimentiert.

Vollständige Superhetschaltungen, die zum Nachbau geeignet wären, sind bisher nicht veröffentlicht worden. Trotzdem kann sich der erfahrene Amateur an den Entwurf und den Bau eines solchen Gerätes wagen, wenn er sich vornimmt,

jede Stufe zunächst allein in Betrieb zu nehmen und einzustellen, bevor er mehrere Stufen zusammenschaltet. Die laufenden Veröffentlichungen in der Fachpresse (z. B. in FUNKSCHAU und RADIO-MAGAZIN) werden ihm hierzu wertvolle Hinweise nach dem neuesten technischen Stand vermitteln.

Für den Entwurf einer größeren Schaltung gibt es grundsätzlich neun verschiedene Möglichkeiten zur Wahl der Grundschaltungen zweier aufeinanderfolgender Stufen (50). Nicht alle diese Kombinationen eignen sich für die praktische Verwendung in mehrstufigen Geräten. Eine Übersicht über die Eigenschaften von Stufenpaaren bei verschiedenen Grundschaltungskombinationen ergibt sich aus **Tabelle VIII** für Spitzentransistoren und aus **Tabelle IX** für pnp-Flächentransistoren (**Tabelle X** erklärt die Kurzzeichen der Grundschaltungen). Die in diesen Tabellen angegebenen Zahlenwerte ermöglichen einen relativen Vergleich; sie haben also keine absolute Gültigkeit, wenn sie auch die vorkommenden Größenordnungen gut kennzeichnen (50).

Eine Sonderstellung unter den röhrenlosen Empfängern nimmt die von der *Intermetall GmbH.* entwickelte und erstmals 1953 öffentlich vorgeführte Schaltung ein, die aus einer Synchrodynestufe und einem dreistufigen übertragergekoppelten Nf-Verstärker besteht (**Bild 77**). Bekanntlich (32) benutzt man beim Röhren-Synchrodyne-Empfänger einen Oszillator, der auf der Empfangsfrequenz schwingt und von dem einfallenden Sender gleicher Frequenz bzw. dessen modulierter Trägerwelle synchronisiert wird. Im Röhrengerät werden die beiden gleichen, aber auf verschiedenem Weg gewonnenen Frequenzen durch einen Ringmodulator gemischt und demoduliert. Alle diese Funktionen werden hier von einem einzigen Spitzentransistor übernommen. Daher ist die Einstellung dieser Stufe keineswegs leicht. Trotzdem sollte jeder Praktiker, der schon einige Erfahrungen mit Transistoren gesammelt hat, einmal diese Schaltung nachbauen, weil man viel an ihr lernen kann. Der in Bild 77 gezeichnete Bandfiltereingang empfiehlt sich für den Mittelwellenbereich, wobei die Spulenanzapfungen bei etwa $^1/_5$ der Windungszahl liegen

Tabelle VIII. Kenndaten von Stufenkombinationen mit Spitzentransistoren

(Die angegebenen Zahlen gelten für jeweils beide Stufen zusammen)

Kombination	Spannungsverstärkung	Stromverstärkung	Leistungsverstärkung	Phasenumkehr für:	Bemerkungen	Eingangswiderstand	Ausgangswiderstand
BB	93	— 2,35	900	Strom	unstabil	— 6 Ω	14,56 kΩ
BE	— 4,65	162	$2{,}28 \cdot 10^3$	Spannung	unstabil	165 Ω	— 19,4 kΩ
BC	45,5	— 1,75	207	Strom	unstabil	268 Ω	— 7,8 kΩ
EB	69	— 1,74	470	Strom	bedingt stabil	5 Ω	15,3 kΩ
EE	9,72	—545	$9{,}45 \cdot 10^6$	Strom	unstabil	620 Ω	— 20,4 kΩ
EC	— 45,5	1,74	207	Spannung	stabil	273 Ω	122 kΩ
CB	— 40	0,76	151	Spannung	unstabil	— 10 Ω	26 kΩ
CE	—130	224	1720	Spannung	unstabil	34,5 kΩ	— 24 kΩ
CC	0,98	— 0,75	0,1	Strom	stabil	15,27 kΩ	700 Ω

Tabelle IX. Kenndaten von Stufenkombinationen mit Flächentransistoren

(Die angegebenen Zahlen gelten für jeweils beide Stufen zusammen)

Kombination	Spannungsverstärkung	Stromverstärkung	Leistungsverstärkung	Phasenumkehr für	Bemerkungen	Eingangswiderstand	Ausgangswiderstand
BB	155	— 0,84	472	Strom	stabil	45 Ω	1 MΩ
BE	1 240	6,56	29 600		stabil	1 kΩ	40 kΩ
BC	535	— 4	5 760	Strom	stabil	245 Ω	14 kΩ
EB	—1,29	21,2	33 200	Spannung	stabil	1125 Ω	1 MΩ
EE	10 100	—164	$2{,}04 \cdot 10^6$	Strom	stabil	1175 Ω	44 kΩ
EC	— 86	9,1	14 600	Spannung	stabil	557 Ω	2,3 kΩ
CB	740	— 21,8	10 900	Strom	stabil	2,4 kΩ	26 kΩ
CE	— 958	168	18 100	Spannung	stabil	40 kΩ	82,5 kΩ
CC	1	— 9,52	0,02	Strom	stabil	947 kΩ	50 Ω

Tabelle X. Bedeutung der in Tabelle VIII und IX benutzten Abkürzungen für die Stufenkombinationen

Abkürzung	Grundschaltung		Kombinationsschema	
	1. Stufe	2. Stufe	1. Stufe	2. Stufe
BB	Block-Basis	Block-Basis		
BE	Block-Basis	Emitter-Basis		
BC	Block-Basis	Collector-Basis		
EB	Emitter-Basis	Block-Basis		
EE	Emitter-Basis	Emitter-Basis		
EC	Emitter-Basis	Collector-Basis		
CB	Collector-Basis	Block-Basis		
CE	Collector-Basis	Emitter-Basis		
CC	Collector-Basis	Collector-Basis		

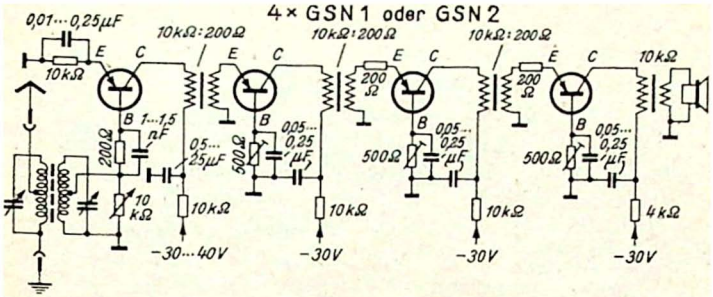


Bild 77. Synchrodyne-Empfänger der Intermetall GmbH.

können. Bei Empfangsversuchen auf Kurzwellen verwendet man zweckmäßig nur einen abgestimmten Kreis mit einer nicht angezapften Spule. In der übrigen Schaltung sind die Größen, die versuchsweise variiert werden können, mit ihren Wertbereichen angegeben. Die Parallelkondensatoren zu den Basiswiderständen der Nf-Stufen können versuchsweise weggelassen werden.

c) Fernsehempfänger

In Fernsehgeräten sind Kristalloden von besonderem Interesse, weil sie nennenswerte Ersparnisse an Heizleistung, Raumbedarf und Gewicht ermöglichen. Abgesehen vom Tonteil, für den man einige der Rundfunkempfänger-Bausteine zugrundelegen kann, gestatten die eigens für Impulsbetrieb entwickelten Schalttransistoren den röhrenlosen Aufbau mancher Stufe, die nicht durch Kristalldioden (vgl. Abschnitt III. d) betrieben werden kann. So zeigt **Bild 78** eine vollständige Ablenkschaltung, die aus einem Oszillator mit nachfolgendem B-Verstärker besteht und nur mit Transistoren bestückt ist (66). Die Spule des Ablenkjochs ist unmittelbar mit dem Verstärkerausgang verbunden und erhält von diesem einen gut linearen Ablenkstrom (Scheitelwert 160 mA). Wie man leicht erkennt, verdankt auch dieser B-Verstärker seinen einfachen

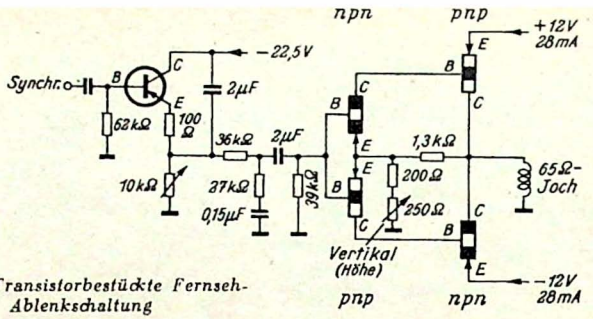


Bild 78. Transistorbestückte Fernseh-Ablenkschaltung

Aufbau der Anwendung des komplementär-symmetrischen Schaltungsprinzips mit ausgesuchten pnp- und npn-Transistoren.

In Amerika hat ein Versuchsgerät großes Aufsehen erregt, das mit Ausnahme der 15-cm-Bildröhre ausschließlich mit Kristalloden (davon 37 Transistoren) bestückt war und einschließlich Bildröhre nur 13 Watt verbrauchte. Bei einer Empfangsfrequenz von 67 MHz betrug die Oszillatorfrequenz 60 MHz, um nach Diodenmischung die Zwischenfrequenz von 7 MHz zu erhalten. Darauf folgten sechs Bild-Zf-Stufen mit Spitzentransistoren TA-166, während der Tonkanal (4,5 kHz) drei weitere Transistoren gleichen Typs benötigte. Die Kippspannungsverstärker waren dagegen mit Flächentransistoren bestückt und erhielten Endstufen, die ähnlich der in Bild 78 geschaltet waren.

Dieser amerikanische Versuch zeigte bereits die zukünftigen Möglichkeiten auf und bewies insbesondere, daß die Kristallodentechnik durchaus ernst zu nehmen ist.

VII. Vom sachgemäßen Umgang mit Kristalloden

Ihrer Funktion nach sind Kristalloden ganz andersartige Gebilde als Röhren und andere uns vertraute Bauteile. Bei der Besprechung der theoretischen Zusammenhänge erkannten wir bereits, daß die Eigenschaften aller Halbleiter temperaturabhängig sind. Sie können sich sogar bleibend ändern (bis zur völligen Zerstörung), wenn eine bestimmte Temperatur, die meist zwischen + 40 und + 70° C liegt, überschritten wird. Daher schreiben die Kristalloden-Hersteller vor, daß man die Kristalloden nicht in der Nähe wärmeabgebender Einzelteile einbauen und insbesondere beim Löten unzulässige Erwärmung vermeiden soll. Man wird also die Anschlußdrähte ungesockelter Kristalloden nach Möglichkeit nicht oder aber höchstens auf 10...20 mm Restlänge kürzen. Im letzteren Fall empfiehlt es sich, beim Löten einen Wärmeshunt zwischen Lötstelle und Kristallode zu legen, der den Hauptanteil der überschüssigen Lötkolbenwärme ableitet. So ein Wärmeshunt ist im Idealfall ein geschlitzter Kupferklotz, der sich mit seinem Schlitz gerade über den Anschlußdraht schieben läßt, und im einfachsten Fall eine größere Flachzange. Die bekannte Forderung nach dem geerdeten Lötkolben ist rein elektrischer Natur und wird weiter unten besprochen.

Die vier Gebote für Lötungen an Kristalloden:

1. Spannungsquellen im Gerät abschalten; Kristallode kurzschließen, bei Transistoren zuerst den Basisanschluß anlöten. Kolben erden oder zweipolig abschalten.
2. Wärmeentwicklung durch Wärmeshunt auf die Lötstelle begrenzen.
3. Lötzeit durch heißen, gut verzinnten Kolben beschränken.
4. Niedrigschmelzendes Lot verwenden (z. B. Fluitin-Lötdraht Type P mit 60 % Zinn und Kolophoniumseele).

Bezüglich der mechanischen Festigkeit besteht ein wesentlicher Unterschied zwischen Flächen- und Spitzenkristalloden. Während nämlich Flächendioden im allgemeinen jeden Stoß oder Fall unversehrt überstehen, vertragen Spitzensysteme meistens nur etwa 10 g (g von gravitas), also zehnfache Erdbeschleunigung bzw. -verzögerung = 98 m/sec². Lassen wir eine 1 Gramm schwere Kristalldiode aus 1 m Höhe fallen, so trifft sie auf den Boden mit etwa 4,4 m/sec Geschwindigkeit auf. Angenommen, ihre Fallbewegung werde dabei in 1 msec vollständig abgebremst, so erleidet sie eine Verzögerung von rund 4400 m/sec² entsprechend 450facher Erdbeschleunigung. Obgleich die Auftreffwucht dabei nur etwa 10^{-3} mkg beträgt, wird sie doch mit ziemlicher Sicherheit zerstört. Trotzdem ist die Unempfindlichkeit von Kristalloden gegen Erschütterungen rund doppelt so hoch wie bei Röhren, bei denen man im allgemeinen nur 5 g zuläßt.

Dafür ist die Empfindlichkeit gegen elektrische Überlastungen bei Kristalloden wesentlich höher als bei Röhren. Schon eine Funkenstrecke irgendeines elektrischen Gerätes, deren Funkenspektrum ein Maximum im Dezimeter- oder Zentimeterbereich hat, kann u. U. eine in der Nähe liegende Kristallode bis zur Zerstörung überlasten. Häufiger kommt es vor, daß die Kristallode im Gerät oder beim Einbau gefährdet ist. Das ist immer der Fall, wenn die Gefahr besteht, daß die zulässigen Grenzwerte überschritten werden können, beispielsweise, wenn man mit ungeerdetem Lötkolben eine Kristallode einlötet und ein Leckstrom oder ein kapazitiver Strom (bei Wechselstrom) über das Halbleitersystem in das (kapazitiv) geerdete Gerät fließen kann. Abgesehen davon, daß man in den wenigsten Fällen geerdete (oder auch nur genullte) Lötkolben voraussetzen kann, ist die Erdung problematisch, wenn man im spannungsführenden Gerät zu arbeiten gewohnt ist. Es ist daher in jedem Fall besser, durch blanke Drähtchen sämtliche Anschlüsse einer Kristallode *vor* dem Einbau untereinander kurzzuschließen und diese Kurzschlüsse erst nach Beendigung des Einbaus zu entfernen.

In Prüf- und Meßgeräten, mit denen man die Eigenschaften von Kristalloden ermitteln will, ist diese Maßnahme natürlich

nicht durchführbar. Hier hilft man sich durch ‚Einschleichen' der Prüfspannungen. Das heißt, man steigert die Elektrodenspannungen von Null anfangend bis zu den vorgeschriebenen

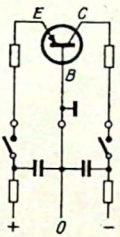


Bild 79. Falsch, siehe Text!

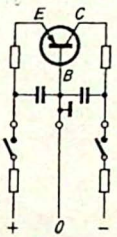


Bild 80. Richtig, siehe Text!

oder üblichen Werten. Bei der praktischen Verwendung von Kristalloden in Geräten aller Art ist auch diese Methode nicht gangbar. Hier muß die Schaltung von Anfang an so dimensioniert werden, daß nichts passieren kann. Dabei gilt es besonders, Schaltstöße von Induktivitäten und Kapazitäten auf ein ungefährliches Maß herabzusetzen, wenn sie als Spannungsstöße in Sperrichtung die zulässige Sperrspannung oder als Stromstöße in Durchlaßrichtung den zulässigen Vorstrom übersteigen können.

Diese Forderung läßt sich durch richtige Schaltungsart und durch zweckmäßige Dimensionierung der Einzelteile leicht erfüllen. Ist beispielsweise eine Betriebsspannung abschaltbar, die für Niederfrequenz kapazitiv überbrückt werden muß, so ist eine Schaltungsart nach **Bild 79** geradezu lebensgefährlich z. B. für die Emitterstrecke, weil der in der Arbeitspause aufgeladene Kondensator sich impulsartig über die niederohmige Emitterstrecke entladen kann. In der Anordnung nach **Bild 80** fängt der Kondensator im Gegensatz dazu den Einschaltstoß ab, indem er im Augenblick des Einschaltens wie ein Kurzschluß für die Spannung wirkt, der erst mit zunehmender Aufladung allmählich aufgehoben wird. Gesockelte Transistoren dürfen nur in spannungslose Fassungen gesteckt werden, wenn nicht sichergestellt ist, daß die Basis zuerst Kontakt

macht. Bei Versuchsschaltungen legt man zweckmäßig in den Emitter- und in den Collectorkreis Schutzwiderstände (bei Block-Basisschaltung).

Bei Kristalldioden und Transistoren, die für impulsverarbeitende Schaltungen bestimmt sind, geben die Hersteller eine Impuls-Belastungsgrenze an, die z. B. bei 10 mWs liegt. Diesen Wert kann man meist auch für Kristalloden zur Verarbeitung von sinusförmigen Schwingungen zugrundelegen. Man muß dann dafür sorgen, daß das Produkt Strom x Spannung x Zeitdauer eines Spannungsstoßes den Wert 0,01 Wattsekunden nicht übersteigt.

Im übrigen kommt es besonders darauf an, daß die zulässige Sperrspannung nicht überschritten wird. Da diese als Gleichspannung angegeben wird, darf man also Wechselspannungen nur bis zum 0,7fachen Nennwert anlegen.

Verwendet man Kristalloden in durchsichtigen Hüllen (aus Glas oder Quarzglas) in empfindlichen Schaltungen, so muß man u. U. beachten, daß alle Halbleiter mehr oder weniger lichtempfindlich sind, d. h., daß sie ihre Eigenschaften bei Lichteinfall ändern können.

VIII. Andere röhrenlose Schaltungsbausteine

In den bisherigen Abschnitten haben wir uns nur mit Kristalloden als den aussichtsreichsten Verstärkersystemen für einen Rundfunkempfang ohne Röhren beschäftigt. Es muß jedoch gerechterweise zugegeben werden, daß auch Lösungen auf Grund anderer physikalischer Effekte möglich sind und vielleicht auch in der zukünftigen Entwicklung der Rundfunkempfangstechnik eine Rolle spielen werden. Hierzu gehören in erster Linie die magnetischen und die dielektrischen Verstärker, auch wenn sie heute noch nicht für die praktische Verwendung im Rundfunkempfänger reif sind.

a) Magnetische Verstärker

Beim magnetischen Verstärker (**Bild 81**) wird bekanntlich der Effekt ausgenutzt, daß die Induktivität einer eisengefüll-

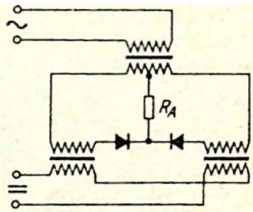


Bild 81. Schaltbild eines einfachen magnetischen Verstärkers (Für Rundfunkempfang nicht geeignet!)

ten Spule durch eine Gleichstromvormagnetisierung ihres Kerns geändert werden kann (67). Bei geeignetem Kernmaterial und geschickter Schaltung kann eine sehr kleine Gleichstromleistung eine erheblich größere Wechselstromleistung steuern, so daß man Verstärkungsziffern bis über 100 000 je Stufe erhält. Magnetische Verstärker sind heute für Arbeitsleistungen von 5 mW bis 20 kW bei Steuerleistungen von weniger als 5 uW bis 6 W erhältlich. Leider verläuft der Verstärkungsvorgang aus physikalischen Gründen nicht trägheitslos, so daß die obere Frequenzgrenze bei 2 kHz liegt. Damit ist aber noch nicht einmal Fernsprechqualität zu erreichen. Trotzdem erwähnen wir diese Verstärkerart, weil man sich denken könnte, daß mit anderen Kernmaterialien (z. B. Ferriten) der Frequenzbereich und vielleicht auch die heute recht schmale Bandbreite zu erweitern wären. Man würde damit einen sehr robusten Leistungsverstärker für Niederfrequenzen erhalten, der trotz (wahrscheinlich) mittelmäßiger Qualität ein weites Anwendungsfeld vorfände.

b) Dielektrische Verstärker

Wesentlich aussichtsreicher als der magnetische Verstärker ist der dielektrische Verstärker, weil er besser für höhere Frequenzen geeignet und im Gegensatz zum magnetischen Verstärker hochohmig (Spannungsverstärkung!) ist (68). Sein Prinzip — das übrigens schon einige Jahrzehnte bekannt ist — beruht auf der Tatsache, daß verschiedene Kondensatordielektrika wie Bariumtitanate u. v. a. eine spannungsab-

hängige Dielektrizitätskonstante besitzen. Obwohl es sich hierbei in erster Linie um die Ausrichtung elektrischer Elementardipole durch das elektrische Feld, also um einen rein elektrischen Vorgang handelt, spricht man oft von ferroelektrischen Effekten und Verstärkern, weil diese Dielektrika ähnliche Hysteresekurven zeigen wie magnetische Werkstoffe. Der Grad der Spannungsabhängigkeit ist in weiten Grenzen von der Art des dielektrischen Werkstoffes und teilweise von der Temperatur (Umgebung des Curie-Punktes) abhängig. Der Temperaturgang läßt sich bei vielen Anwendungen vorteilhaft ausnutzen, kann aber auch z. B. durch Zusätze von Strontium-Titanat kompensiert werden.

Während man nun in der Kondensatorenfabrikation danach trachtet, diese Werkstoffe so zusammenzusetzen, daß ihre hohe Dielektrizitätskonstante im Interesse kleiner Kondensatorabmessungen erhalten bleibt und dafür die Spannungs- und Temperaturabhängigkeit so weit wie möglich herabgesetzt wird, kommt es für den Bau dielektrischer Verstärker gerade darauf an, eine möglichst große Spannungsabhängigkeit zu erzielen, um mit gegebener Feldstärke maximale Kapazitätsänderungen zu erreichen.

Der mit spannungsabhängigen Kondensatoren aufgebaute dielektrische Verstärker steht erst am Anfang einer aussichtsreichen Entwicklung. Man kann heute mit ihm Leistungsverstärkungen bis 50 db bei Frequenzen bis zu 10 MHz erzielen. Gegenüber dem Röhrenverstärker hat er einige wesentliche Vorteile: er ist praktisch unzerstörbar, braucht keine Heizung, läßt sich mit kleinsten Abmessungen und billiger bauen und hat schließlich eine nahezu unbegrenzte Lebensdauer. Dafür sind bei hohen Frequenzen Schwierigkeiten durch die Verlusteigenschaften des Dielektrikums zu erwarten. Außerdem ist es ein Nachteil, daß zum Betrieb des dielektrischen Verstärkers stets eine Wechselstrom- bzw. Hochfrequenzleistung erforderlich ist.

Das Prinzipschaltbild eines mit dielektrischen Stufen aufgebauten vollständigen Rundfunkempfängers ist in **Bild 82** wiedergegeben. Es besteht im wesentlichen aus einer einfachen Detektorschaltung und einem zweistufigen symme-

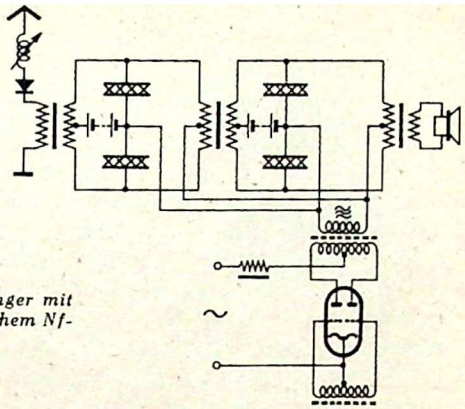


Bild 82. Rundfunkempfänger mit symmetrischem dielektrischem Nf-Verstärker

trischen Niederfrequenzverstärker, der hier noch aus einem Röhrenoszillator mit Selbstgleichrichtung der Anodenspannung gespeist wird. Einen unsymmetrischen zweistufigen Nf-Verstärker mit 30 db Gesamtverstärkung zeigt **Bild 83.** Er benutzt zwei Schwingkreise hoher Güte, die auf die Flankenmitte ihrer Resonanzkurve für die Betriebshochfrequenz abgestimmt sind (69). Zur Abstimmung dienen je zwei hintereinanderliegende sogenannte Dielectoren. Dies sind 100-pF-Kondensatoren mit spannungsabhängigem Dielektrikum (DK = 4000). Im Eingang jeder Stufe wird die zu verstärkende Niederfrequenz über eine Hf-Drossel an einen Dielector geführt, dessen Kapazität sie im Takte der Modu-

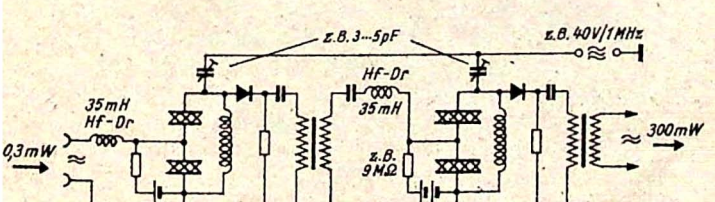


Bild 83. Zweistufiger unsymmetrischer Nf-Verstärker mit vier Dielectoren

lation ändert. Diese Kapazitätsänderungen haben bei ausreichender Flankensteilheit der Resonanzkurve verstärkte Amplitudenänderungen am Kreis zur Folge, die nach Demodulation in einer Kristalldiode über einen Transformator in die zweite Stufe bzw. in den Ausgangswiderstand übertragen werden.

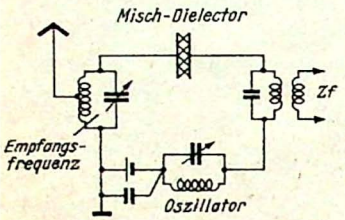


Bild 84. Mischstufe mit Dielector

Mit diesen beiden Beispielen ist weder die Schaltungstechnik des dielektrischen Verstärkers umrissen, noch sagen die angegebenen Daten etwas über die zukünftigen Möglichkeiten aus. Es besteht kein Zweifel, daß der dielektrische Verstärker in verbesserter Form einmal eine wichtige Rolle bei Anwendungen spielen wird, in denen er anderen röhrenlosen Verstärkern überlegen ist. Auch auf anderen Gebieten hat der Dielector als nichtlinearer Blindwiderstand gute Zukunftsaussichten, von denen in diesem Zusammenhang nur seine Verwendung als Mischorgan an Stelle von Dioden erwähnt sei (70). Da hier gemäß **Bild 84** die Kreise für die Empfangs-, Oszillator- und Zwischenfrequenz in Serie liegen, wobei jeder Kreis nur für seine Resonanzfrequenz eine endliche Impedanz aufweist, ist die Spiegelselektion einer Dielector-Mischstufe wesentlich besser als die anderer Mischer. Die Mischsteilheit ist der Zwischenfrequenz proportional und liegt z. B. in der Größenordnung von 0,1 mA/V. Da die Schaltung aber schwingfähig ist, birgt sie in sich die Möglichkeit einer Mischverstärkung.

IX. Besondere Probleme des röhrenlosen Rundfunkempfangs

Wie wir schon in der Einleitung andeuteten, wurzeln alle Bemühungen um den Rundfunkempfang ohne Röhren in dem Wunsch, Heizleistung und ganz allgemein Fremdenergie einzusparen. Auch aus räumlichen Gründen ist es erwünscht, mit möglichst kleinen Stromquellen auszukommen, weil gerade die an Stelle von Röhren verwendeten Kristalloden wegen ihrer wesentlich kleineren Abmessungen den Bau tragbarer Geräte in Zwerg- oder Miniaturausführung nahelegen. Der Rundfunkempfang ohne jede Fremdenergie, d. h. der Detektorempfänger in seiner modernen Gestalt mit Kristalldiode hat auch heute noch seine Berechtigung — selbst das fortschrittliche Amerika fabriziert (und verkauft) immer noch jährlich etwa 150 000 Detektorempfänger. Wenn aber der Detektor — bzw. Kristalldiodenempfänger ohne jegliche Fremdenergie auskommen soll, muß er die am Empfangsort erhältliche Senderenergie so gut und verlustarm wie möglich ausnutzen. Hier ergeben sich also besondere Probleme, deren Lösung auch für batteriegespeiste röhrenlose Empfänger von Interesse ist. Hochfrequenzseitig ist das wichtigste Problem die Antennenfrage, während auf der Nf-Seite der elektroakustische Wandler, d. h. der Kopfhörer oder Lautsprecher, besondere Beachtung verdient.

a) Antennen

Um die am Empfangsort gegebene Senderfeldstärke optimal ausnutzen zu können, muß die Antenne drei Bedingungen erfüllen:

1. sie muß die größte, mit wirtschaftlichen Mitteln erreichbare effektive Antennenhöhe erhalten,
2. sie muß auf das zu empfangende Frequenzband abgestimmt sein und
3. sie muß an die Empfangsschaltung angepaßt werden.

Zur ersten Forderung ist höchstens zu bemerken, daß bei den sogen. aperiodischen Antennen für die klassischen Wellenbereiche auch die wirksame Länge von Bedeutung sein kann.

Die Abstimmung auf das zu empfangende Frequenzband wird bei aperiodischen Antennen durch veränderliche Spulen und Kapazitäten (meist im Empfängereingang) erreicht, während UKW-Antennen bereits durch zweckmäßige Wahl ihrer Abmessungen abgestimmt sind.

Die 3. Forderung — Anpassung an die Empfangsschaltung — ist bei kurzen und ultrakurzen Wellen (Wellenlänge kleiner oder wenig größer als die Antennenleitungslänge) ein Problem der Wellenwiderstandsanpassung, während es bei den längeren Wellen (Wellenlänge groß gegen Antennensystem) auf eine Spannungs- oder Leistungsanpassung hinausläuft. Die hiermit zusammenhängenden Fragen sind ausführlich in den Bänden 6, 44 und 50 der Radio-Praktiker-Bücherei behandelt.

b) Elektroakustische Wandler

Im Zusammenhang mit dem röhrenlosen, d. h. energiesparenden Rundfunkempfang interessiert uns der am Empfängerausgang erforderliche elektroakustische Wandler. Höchste Empfindlichkeit (unter 10^{-12} Watt oder 10^{-6} V), guten Wirkungsgrad und leidliche Wiedergabe vermittelt der Kopfhörer, dessen Hauptnachteil die verminderte Beweglichkeit des Hörenden ist. Bei der Anschaltung mehrerer Kopfhörer an ein Gerät sind wie üblich die Anpassungsverhältnisse zu beachten. Bei einfachen Detektorempfängern ist im allgemeinen die Serienschaltung vorteilhafter als die Parallelschaltung. Will man statt des üblichen magnetischen Kopfhörers einen Kristallhörer benutzen, so achte man gemäß **Bild 85** darauf, daß durch einen hochohmigen Parallelwiderstand der Durchlaßstromweg für den Detektor bzw. die Kristalldiode geschlossen wird. Andererseits muß dann natürlich der Parallelkondensator wegfallen, weil er die Lautstärke unnötig herabsetzen würde und das Kristallsystem selbst eine ausreichende Kapazität zur Schließung des Hochfrequenzweges für den Demodulatorkreis bereitstellt.

Der Lautsprecherempfang mit röhrenlosen Empfängern wird selbst bei ausreichenden Senderfeldstärken durch den miserablen Wirkungsgrad unserer Lautsprecher behindert.

Gerade der meistbenutzte dynamische Lautsprecher hat Wirkungsgrade, die bestenfalls bei 10%, meistens jedoch darunter, liegen. Selbst bei Spaltfeldstärken von 20 000...25 000 Gauß

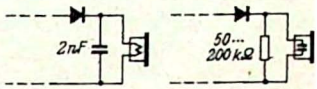


Bild 85. Richtiger Anschluß eines magnetischen und eines Kristall-Kopfhörers an einem Demodulatorkreis

erreicht man nur etwa 20 % und übertrifft damit gute elektromagnetische Lautsprecher nur wenig, deren Wirkungsgrade 15 % erreichen.

Der Grund für die schlechten Wirkungsgrade der dynamischen Lautsprecher ist darin zu suchen, daß man im Interesse eines günstigen Frequenzganges die Eigenresonanz unterhalb des Übertragungsbereiches legen muß und dabei der Strahlungswiderstand recht klein ist. Bei gegebenem Lautsprecherchassis läß sich der Wirkungsgrad also nur noch durch Verbesserung der akustischen Anpassung erhöhen.

Während eine Schallwand den Wirkungsgrad nur geringfügig und in erster Linie bei tiefen Frequenzen vergrößert, läßt sich der kleine Strahlungswiderstand einer Kolbenmembran und damit der Wirkungsgrad durch die Verwendung eines Exponentialtrichters erheblich heraufsetzen (100facher Strahlungswiderstand; Wirkungsgrad bis über 50 %). Hierin liegt der Grund, warum bei Versuchen an Detektorempfängern stets der alte Trichterlautsprecher bezüglich der erreichbaren Lautstärke am besten abschneidet, besonders, wenn er vorher neu aufmagnetisiert wurde. Dazu kommt, daß diese Trichterlautsprecher häufig — bewußt oder unbewußt — von einer Geschwindigkeitstransformation Gebrauch machten, auf die wir unten wieder zurückkommen.

Auf Grund dieser Erfahrungen ist das beste Lautsprechersystem, das mit einfachen Mitteln zu erstellen ist, ein guter Kopfhörer, der an den Trichter („Tonführung") eines ebenfalls guten Grammophons angeschlossen wird. Um an übliche dynamische Lautsprecher einen Exponentialtrichter anzuschließen, braucht man sehr viel Platz. Je tiefer nämlich die Grenzfrequenz sein soll, desto größer muß die Trichteröffnung

werden und desto länger wird dann auch der Trichter selbst, weil nämlich auch hier die Eigenschwingung der eingeschlossenen Luftmasse unterhalb des Übertragungsbereiches liegen muß. Da sich der Trichterquerschnitt in gleichen Abständen jeweils verdoppeln soll (**Bild 86**), erhält man bei einer Grenz-

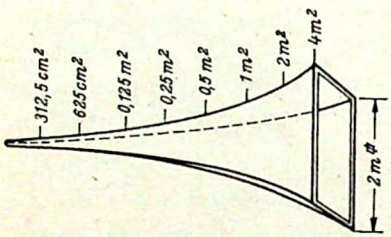


Bild 86. Exponentialtrichter für Musikqualität

frequenz von 50 Hz eine Trichterlänge von mindestens 4 m bei einer Öffnung von 2,10 m. Selbst wenn man einen solchen Trichter mehrfach zusammenfaltet oder -rollt, ergeben sich Gebilde, die in normalen Räumen kaum unterzubringen sind. Kleinere Trichter ermöglichen zwar auch noch gute Wirkungsgrade, beschneiden dafür aber den Übertragungsbereich. Ein für den Sprachbereich ab 150 Hz geeigneter Trichter mit quadratischem Querschnitt und einem 15 × 15 cm² großem Mundstück zur Anpassung an dynamische Lautsprecher von 18...20 cm Konusdurchmesser zeigt **Bild 87**. Hier steigt der

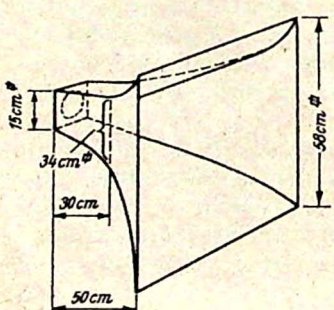


Bild 87. Exponentialtrichter für den Sprachbereich

Trichter je Längeneinheit nicht auf den jeweils doppelten, sondern auf den etwa 1,7fachen Querschnitt.

Die andere Möglichkeit zur frequenzunabhängigen Erhöhung des Strahlungswiderstandes besteht in der Schall-

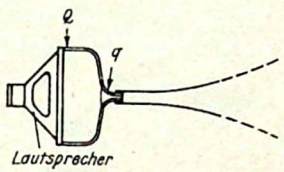


Bild 88. Zur Erklärung der Schallgeschwindigkeitstransformation

geschwindigkeitstransformation. Auch hierbei sind Wirkungsgrade bis zu 50 % zu erzielen. Das Mundstück des Trichters bzw. sein Querschnitt q wird wesentlich kleiner gemacht als die Membranfläche Q (**Bild 88**), so daß die Teilchengeschwindigkeit im Trichterquerschnitt q im Verhältnis Q : q erhöht wird. Damit wird auch der Strahlungswiderstand vergrößert, weil sich der Strahlungswiderstand der Membranfläche zu dem der Trichtermündung verhält wie $Q^2 : q^2$. Allerdings ist dieses Verfahren nur begrenzt anwendbar, weil die Abmessungen der zwischen Membran und Trichtermündung gebildeten Kammer klein bleiben müssen gegenüber der kürzesten abzustrahlenden akustischen Wellenlänge. Außerdem steigt bei zu großer Lautstärke der Klirrfaktor.

Bevor man jedoch mit Trichtern experimentiert, lohnt sich bei allen Detektorempfängern und Transistorgeräten unter 1 Watt Ausgangsleistung ein Versuch mit piezoelektrischen Lautsprechersystemen. Für normale Rundfunkgeräte eignen sie sich schlecht als Alleinlautsprecher, weil sie die bei tiefen Tönen und Ausgangsleistungen über 1 Watt auftretenden großen Amplituden nicht verarbeiten können. Daher werden sie dort nur als Zweitlautsprecher für die Höhenwiedergabe verwendet, zumal ihr Frequenzbereich bis über die obere Hörgrenze reicht. Für die Schaltungstechnik der röhrenlosen Empfänger bieten sie den Vorteil, außerordentlich hochohmig zu sein, so daß sie gerade für Detektor- und Transistorgeräte ideale Anpassungswiderstände besitzen. Allerdings müssen

sie gleichspannungsfrei angeschlossen werden. Dazu eignen sich Übertrager wenig, weil bei den hohen Anpassungswiderständen die Wicklungskapazitäten zu hoch würden. Da andererseits gerade in röhrenlosen Schaltungen nur sehr kleine Gleichströme auftreten, ist hier die Ankopplung über einen Kondensator an einen ohmschen Außenwiderstand das gegebene. **Bild 89** zeigt hierfür ein Beispiel. Die Wirkungsgrade

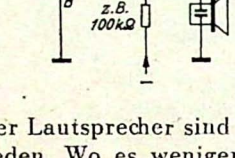


Bild 89. Richtiger Anschluß eines Kristall-Lautsprechers

dieser Lautsprecher sind von Fabrikat zu Fabrikat recht verschieden. Wo es weniger auf ausgeglichenen Frequenzgang ankommt als auf höchste Empfindlichkeit, wähle man einen Lautsprechertyp, dessen Eigenresonanz bei der des Ohres, also etwa bei 1000 bis 4000 Hz liegt, z. B. Welas KL 75 H. Da ferner die piezoelektrischen Lautsprecher sehr klein und leicht (z. B. 50 g) hergestellt werden können, eignen sie sich auch aus diesem Grunde für räumlich kleinste Geräte, wie es die Transistorempfänger sind. Mit den Transistoren haben sie gemeinsam, daß sie gegen Feuchtigkeit geschützt sein müssen und ebenfalls nur Temperaturen bis etwa 50° C vertragen.

c) Verluste

Wie schon eingangs erwähnt, kommt es beim Rundfunkempfang ohne Röhren in besonderem Maße darauf an, Verluste an Empfangs- oder Niederfrequenzenergie zu vermeiden. Dazu gehört nicht nur die Sorge für leistungsfähige und gut angepaßte Antennen und für Lautsprecher mit bestem Wirkungsgrad, sondern auch das Ausschalten aller Verlustquellen im Empfänger selbst.

In den vorangegangenen Kapiteln haben wir immer wieder auf die Bedeutung der richtigen Anpassung zwischen den Stufen hingewiesen. Beim Detektorempfänger ist dies eine reine Spannungs- bzw. Widerstandsanpassung (Antenne an

Kreis, Kreis an Demodulator, elektroakustischer Wandler an Demodulator). In Transistorgeräten kommt es dagegen auf Widerstands- und Leistungsanpassung an, weil die Steuerung beim Transistor nicht leistungslos erfolgt. Neben der Anpassung ist in Transistorendstufen auch die Wahl des Transistortyps und der Schaltung bedeutsam. Wir haben gesehen, daß man mit Spitzentransistoren bei A-Betrieb nur einen Wirkungsgrad bis zu 25 % erzielen kann, während Gegentakt-B-Stufen mit Flächentransistoren den dreifachen Wirkungsgrad ermöglichen.

Des weiteren tragen die Einzelteile in Hoch- und Zwischenfrequenzstufen zu den Verlusten bei. Kondensatoren sollte man — auch wenn sich keine hörbare Verbesserung ergibt — nur in Ausführungen mit Keramik-, Glimmer- oder Trolituldielektrikum verwenden. Bei den Spulen kommt es auf kleinste Eigenkapazität an. Am günstigsten fährt man bei Lang- und Mittelwellen mit guten Eisenkern- oder Ferritspulen. Für höhere Frequenzen — aber auch schon für Mittelwellen — empfehlen sich einlagige Zylinderspulen, die so bemessen werden, daß ihre Länge möglichst gleich dem Durchmesser wird. Dabei sollen Anzapfungen und Bereichumschaltung durch Kurzschluß nicht benötigter Windungszahlen vermieden werden. Der Bereichwechsel geschieht am besten durch Steckspulen, Revolver oder Trommeln mit einwandfreien Schleifkontakten.

Für Spulenkopplungen aperiodischer Kreise kann man sich merken, daß im allgemeinen um so festere Kopplung gewählt werden muß, je länger bei gegebenem Demodulatorwiderstand die Wellenlänge wird, oder je niedriger der Demodulatorwiderstand bei gegebener Frequenz ist. Bei Schaltungen mit abgestimmten Kreisen denke man auch daran, daß mehrere Kreise zwar die Trennschärfe erhöhen, dafür aber einen Lautstärkeverlust bringen.

Schließlich können noch beträchtliche Verluste durch unsachgemäßen Aufbau verursacht werden. Die Einzelteilanordnung soll so getroffen werden, daß sie kürzeste Verdrahtung ermöglicht. Wo Isoliermaterial benötigt wird, sollte es von bester Qualität sein. Auch daß unnötige Metallmassen im

Bereich von Spulenfeldern und — bei höchsten Frequenzen — ‚heißen' Einzelteilen oder Verbindungsdrähten vermieden werden, gehört zum Kampf gegen die Verluste.

X. Geschichtliches

Wenn wir im folgenden einige Daten aus der bunten und wechselvollen geschichtlichen Entwicklung des Rundfunkempfangs und seines Vorläufers, der drahtlosen Telegrafie, herausgreifen, so geschieht das, weil wir beim röhrenlosen Empfang gerade ein Stockwerk auf der Wendeltreppe der Technik-Geschichte erklommen haben. Es ist ja eine bekannte Erscheinung, daß viele Erfindungen, die ihrer Zeit voraus waren, erst nach einem langen kreisförmigen Umweg neu entdeckt und verwertet werden können. Die Ultrakurzwellen der *Hertz'schen* Versuche gelangten nach einem solchen Umweg über die Lang-, Mittel- und Kurzwellen in unserer Generation mit verbesserten Mitteln zu neuen Ehren. Der massive Schichtwiderstand der ersten Rundfunkjahre erscheint heute in verbesserter Form als letzte amerikanische Errungenschaft und auch der vor 65 Jahren von *Poulsen* entwickelte Telephonograph (vgl RPB 57) geriet zeitweilig in Vergessenheit, bevor er durch den technischen Fortschritt im heutigen Magnettongerät wiederauferstehen konnte. Der Detektor der Jahrhundertwende beginnt in den heutigen Kristalloden die in der Zwischenzeit allein herrschenden Röhren zu verdrängen. Es ist also gar nicht so abwegig, sich einiger historischer Lösungen des röhrenlosen Rundfunkempfangs zu erinnern.

Da wir bei unseren Lesern das Wissen um die große Linie der geschichtlichen Entwicklung voraussetzen können (vgl. auch RPB 35: Wegbereiter der Funktechnik, von *W. Möbus*), mögen die folgenden Daten genügen, um den in diesem Bändchen vermittelten Überblick über den heutigen Stand des röhrenlosen Rundfunkempfangs abzurunden.

Als vor knapp hundert Jahren *Feddersen* den Schwingungscharakter elektrischer Funkentladungen und die Eigenresonanz von Kondensatorkreisen entdeckte, bedurfte es nur noch

der elektromagnetischen Lichttheorie *Maxwells* (um 1870) und ihrer experimentellen Bestätigung durch die *Hertz*'schen Versuche von 1887 bis 1889, um eine drahtlose Übertragung von Schwingungen in der Praxis zu ermöglichen. In diese Jahre fallen einige weitere Entdeckungen, die in ihrer Tragweite nicht erkannt wurden und erst später ausgenutzt werden

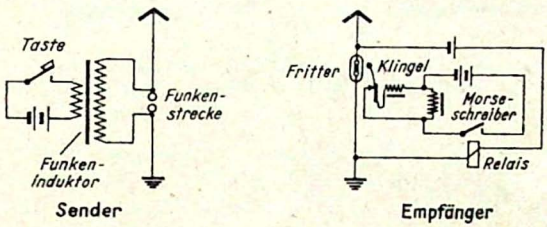


Bild 90. Telegrafiesender und -empfänger nach dem Marconi-System

sollten. Zu ihnen gehört die Entdeckung des Gleichrichtereffektes von Metallsulfiden und -oxyden durch *Braun* 1874, die Resonanzfähigkeit von Kondensatorkreisen (*Lodge* 1893) und die Empfangsantenne von *Popow* (1895). Sie wurden 1896 von *Marconi* zusammen mit anderen seinerzeit gebräuchlichen Einrichtungen zum ersten brauchbaren System der drahtlosen Telegrafie kombiniert. Dieses System **(Bild 90)** benutzte empfangsseitig noch den 1879 von *Hughes* erfundenen und 1892 von *Branly* wiederentdeckten Kohärer oder Fritter als Wellenanzeiger. Der Fritter bestand aus einem Glasröhrchen, in dem der Raum zwischen zwei Kugelelektroden mit Nickel- oder Silberfeilspänen ausgefüllt war. Unter dem Einfluß hochfrequenter Schwingungen fritteten die Späne zusammen und konnten einen Strom leiten, der den Morseschreiber betätigte. Gleichzeitig wurde eine elektrische Klingel in Tätigkeit gesetzt, deren Klöppel den Fritter erschüttern mußte, um die gefritteten Verbindungen wieder aufzubrechen; dadurch wurde der Stromfluß bis zum Eintreffen des nächsten Wellenzuges unterbrochen.

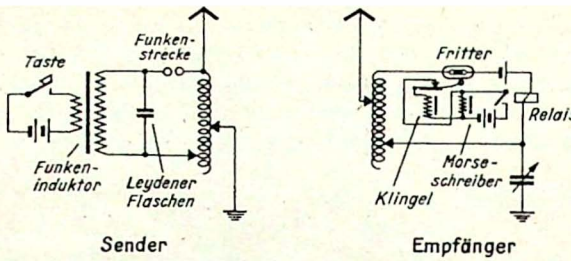


Bild 91. Abgestimmter Sender und Empfänger kennzeichneten das Braun-System zur Telegrafie mit gedämpften Wellen

1898 verwendete *Braun* erstmals geschlossene Senderkreise und um 1900 begann man allgemein, geschlossene, abgestimmte Kreise zu verwenden, wozu sich außer dem 1895 von *Wien* konstruierten Variometer auch der 1900 von *Koepsel* gebaute Drehkondensator als sehr nützlich erwies **(Bild 91)**. Ein weiterer Fortschritt war der elektrolytische Detektor, der 1902 von *Schloemilch* erfunden wurde — die *Schloemilch*-Zelle — und erstmalig eine zuverlässige Kontaktgleichrichtung (Platinspitze: Säure) ermöglichte. Er war aber umständlich in der Handhabung — der Arbeitspunkt mußte durch eine Vorspannung eingestellt werden — und wurde 1905 durch den Kristalldetektor von *Braun* abgelöst.

Inzwischen gingen die Versuche weiter, die drahtlose Telegrafie zur Telefonie zu erweitern. Dazu (und auch, um bessere Wirkungsgrade zu erzielen) brauchte man aber ungedämpfte Schwingungen, weil die bisher benutzten gedämpften Wellen mit Funkenfolgen im Hörbereich erregt wurden. Die Erzeugung ungedämpfter Wellen gelang durch Lichtbogensender und Hochfrequenzmaschinen. Um ihre Vorteile auch für die Telegrafie ausnutzen zu können, brauchte man im Empfänger einen Überlagerer oder einen Unterbrecher, der die vom Sender nicht modulierten Schwingungen im Empfänger zerhackte oder modulierte, damit sie der Detektor hörbar machen konnte **(Bild 92)**. Dies war die Zeit der Schleifer, Ticker, Tonräder und anderer Wellenanzeiger (vgl. Bild 6).

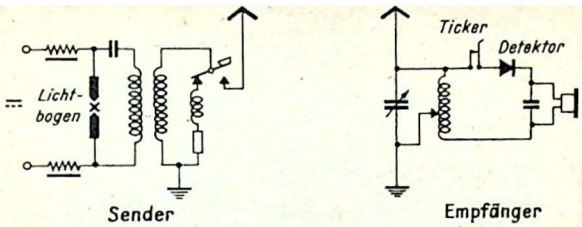


Bild 92. Abwandlung des mit ungedämpften Wellen arbeitenden Poulsen-Systems für Telegrafie

In dieses gleiche erste Jahrzehnt des zwanzigsten Jahrhunderts fiel aber die Röhrenentwicklung, deren Etappen durch den *Edison*-Effekt, den Bunsenbrenner-Detektor von *Lee de Forest*, die *Wehnelt*- und die *Fleming*-Dioden (beide 1904), ferner durch die *Liebenröhre* von 1910 und die Röhre von *Lee de Forest* (1911) gekennzeichnet sind. Die Erfindung des Hf-Verstärkers (*v. Bronk*, 1911) und der Rückkopplung (*Meißner*, 1913) förderten den industriellen Röhrenbau und die Entwicklung des Röhrensenders. In der Folgezeit verdrängte die Röhre auf der Senderseite alle anderen Verfahren und gewann auch auf der Empfangsseite die Oberhand.

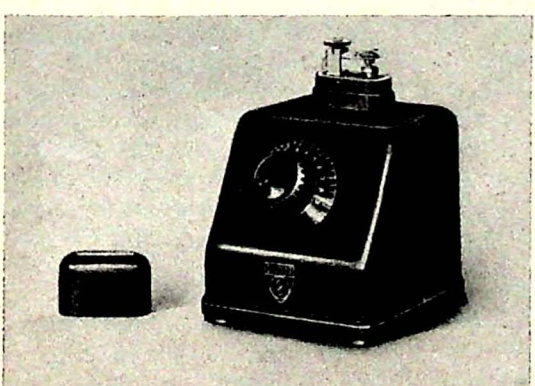


Bild 93. Siemens-Detektorempfänger aus dem Jahr 1923

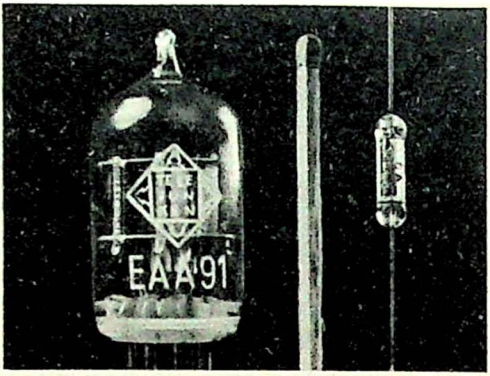


Bild 94. Größenvergleich einer Germaniumdiode mit einem Streichholz und einer Röhren-Duodiode in Pico-Ausführung

Immerhin haben sich röhrenlose Empfangsschaltungen (Detektorempfänger) bis in unsere Zeit halten können. Als 1920 in Amerika und 1923 in Deutschland die ersten Rundfunksender in Betrieb genommen wurden, begann eine mehrere Jahre anhaltende Blütezeit für den Detektorempfänger (**Bild 93**), die sich in den Jahren 1944 bis 1946 angesichts der Röhrenverknappung und der Stromsperren in Deutschland wiederholte. Heute bilden die mit Detektoren und Detektorempfängern gesammelten Erfahrungen eine wertvolle Grundlage für den zukünftigen Rundfunkempfang ohne Röhren, der durch den 1948 von *Bardeen* und *Brittain* erfundenen Spitzentransistor wie durch den zuerst 1949 von *Shockley* angegebenen Flächentransistor einen ungeahnten Auftrieb bekommen hat.

Daneben zeigten sich neue Möglichkeiten für die kommerzielle Nachrichtentechnik wie für die industrielle Elektronik durch die fortschreitende Verkleinerung aller Einzelteile. Hierbei bewährte sich die von der Röhrenfabrikation übernommene Allglastechnik auch bei der Kristallodenfertigung, wie **Bild 94** erkennen läßt.

Anhang

Tabelle XI. Kapazitäts- und Selbstinduktionswerte zur Schaltung Bild 23 (Seite 38)

Frequenz MHz	C 1 pF	C 2 pF	C 3 pF	C 4 pF	L 1	L 2
0,2	200	1500	1000	20...25	a	b
0,6	150	350	300		b	c
0,7	100	300	300		b	c
0,8	200	250	400		c	c
0,9	150	900	200		c	d
1,0	100	700	200	10...15	c	d
1,1	80	600	150		c	d
1,2	70	500	100		c	d
1,4	50	330	70		c	d
1,5	40	300	70		c	d

a = 3,3 mH; b = 450...540 µH;
c = 165...290 µH; d = 35...40 µH

Anmerkung zu den Vierpolkonstanten

Während bei der Röhre zur Beschreibung der Verstärkung zwei Konstanten (innerer Widerstand und Steilheit) ausreichen, braucht man beim Transistor wegen seines endlichen Eingangswiderstandes und der Rückwirkung des Collectors auf den Emitter vier Konstanten, die durch zwei Vierpolgleichungen miteinander verknüpft sind.

Für die Vierpolkonstanten sind zwei verschiedene Gruppen gebräuchlich: die r-Parameter (hier in Bild 45 und Tabellen IV bis VII benutzt) und die h-Parameter. Mit den r-Parametern läßt es sich bequemer rechnen, während die h-Parameter leichter zu messen sind. Daher werden die für die Praxis bestimmten Formeln in **Tabelle XII** (S. 116) für beide Gruppen aufgeführt.

Tabelle XII. Vierpolkonstanten und Gebrauchsformeln für Transistorstufen

Bezeichnung	r-Parameter	h-Parameter
Eingangswiderstand	$r11 = \frac{U_E}{\Im_E}$ [Ω] für: $\Im_c = 0$	$h11 = \frac{U_E}{\Im_E}$ [Ω] für: $U_c = 0$
Übertragungskonstanten	$r12 = \frac{U_E}{\Im_c}$ [Ω] für: $\Im_E = 0$	$h12 = \frac{U_E}{U_c}$ [–] für: $\Im_E = 0$
	$r21 = \frac{U_c}{\Im_E}$ [Ω] für: $\Im_c = 0$	$h21 = \frac{\Im_c}{\Im_E}$ [–] für: $U_c = 0$
Ausgangskonstante	$r22 = \frac{U_c}{\Im_c}$ [Ω] für: $\Im_E = 0$	$h22 = \frac{\Im_c}{U_c}$ [S] für: $\Im_E = 0$
Vierpolgleichungen	$U_E = r11 \cdot \Im_E + r12 \cdot \Im_c$ $U_c = r21 \cdot \Im_E + r22 \cdot \Im_c$	$U_E = h11 \cdot \Im_E + h12 \cdot U_c$ $\Im_c = h21 \cdot \Im_E + h22 \cdot U_c$
Eingangswiderstand	$R_e = \frac{U_E}{\Im_E} = r11 - \frac{r12 \cdot r21}{r22 + \Re_a}$	$R_e = \frac{U_E}{\Im_E} = \frac{h11 + \Delta \cdot \Re_a}{1 + h22 \cdot \Re_a}$
Ausgangswiderstand	$R_a = \frac{U_c}{\Im_c} = r22 - \frac{r12 \; r21}{r11 + \Re_Q}$	$R_a = \frac{U_c}{\Im_c} = \frac{h11 + \Re_Q}{\Delta + h22 \cdot \Re_Q}$
Stromverstärkung	$V_{st} = \frac{\Im_c}{\Im_E} = \frac{r21}{r22 + \Re_a}$	$V_{st} = \frac{\Im_c}{\Im_E} = \frac{h21}{1 + h22 \cdot \Re_a}$
Spannungsverstärkung	$V_{sp} = \frac{U_c}{U_E} = \frac{r21 \cdot \Re_a}{r11\,(r22 + \Re_a) - r12 \cdot r21}$	$V_{sp} = \frac{U_c}{U_E} = \frac{h21 \cdot \Re_a}{h11 + \Delta \cdot \Re_a}$
Leistungsverstärkung	$V_N = \frac{\Re_a}{R_e} \cdot \frac{r21^2}{(r22 + \Re_a)^2}$	$V_N = \frac{\Re_a}{R_e} \cdot \frac{h21^2}{(1 + h22 \cdot \Re_a)^2}$

Anmerkungen:

Symbole nach Bild 45 (S. 58)

$$\Delta = h11 \cdot h22 - h12 \cdot h21$$

$$h12 = \frac{r12 \cdot \Im_c}{U_c} = \frac{r12}{r22} = r12 \cdot h22$$

$$h22 = \frac{1}{r22} = \frac{h12}{r12}$$

Verzeichnis der im Text erwähnten Literaturstellen

(1) Radio-Praktiker-Bücherei Bd. 18/19
(2) *Döhler*, Elektrotechnik (Berlin) 1949, 167
(3) *Vilbig*, Lehrbuch der Hochfrequenztechnik (1942) II, 199 ff.
(4) *Lertes*, Die drahtlose Telegraphie und Telephonie, 2. Auflage/1923, 101
(5) Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie *19*/1922, 142
(6) *Graetz*, Die Elektrizität und ihre Anwendungen, 23. Auflage/1928, 316, 768
(7) *Rein-Wirtz*, Radiotelegraphisches Praktikum, 3. Auflage, 433
(8) Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie *19*/1922, 452 ff.
(9) Jahrbuch der drahtlosen Telegraphie und Telephonie *16*/1920, 128
(10) *Nesper*, Der Radio-Amateur, 4. Auflage, 233
(11) wie (3), S. 133 und Radio-Amateur (Wien) *17*/1940, 45
(12) *Justi*, Leitfähigkeit und Leitungsmechanismus fester Stoffe, Vandenhoeck & Ruprecht, Göttingen 1948
(13) Philips Research Reports, Juni 1950, 173, 188
(14) Physikalische Blätter 1949, 494 ff.
(15) *Güntherschulze*, ETZ *71*/1950, 414 ff.
s. a. *Engbert*, FUNKSCHAU 1953, H. 10, S. 173
(16) Archiv der Elektrischen Übertragung, *1*/1947, 158
(17) Annalen der Physik, *6/1*, 1947, 3
(18) El. Engineering *66*/1947, 638, ref. in Funk und Ton 1947, 216
(19) Phys. Review *71*/1947, 191, ref. in Phys. Berichte *26*/1947, 61
(20) *Hungermann*, Das Elektron 1949, 381
(21) *Malsch*, Das Elektron 1950, 348
(22) *Fricke*, ETZ *71*/1950, 133
(23) Bd. 15 der FIAT-Berichte (Elektronenemission, Elektronenbewegung und Hf-Technik, Teil I) Dieterich'sche Verlagsbuchhandlung, Wiesbaden, S. 274 ff.
(24) siehe z. B. *Zimmer*, Umsturz im Weltbild der Physik, Knorr & Hirth, München und *Buchwald*, Das Doppelbild von Licht und Stoff, Schiele & Schön, Berlin
(25) siehe z. B. *Meißner*, Chemischer Grundatlas, Noske, Leipzig
(26) wie (23), verschiedene Stellen
(27) *Osken*, Die Allgemeine Rundfunktechnik 1950, 114
Klemt, Frequenz 1950, 50
s. a. *Mataré*, Das Elektron 1950, 229 ff.
(28) *Paffrath*, C Q 1950, 355
(29) Archiv der Elektrischen Übertragung *1*/1947, 155 ff.
(30) Radio-Händler 1950, 297
(31) *Mataré*, Das Elektron 1950, 48 ff., 229 ff.
Renardy, Die Allgemeine Rundfunk-Technik 1950, 176
(32) *Mende*, Das Radio-Baubuch, Bielefeld 1949, 194
(33) Electronics, Juli 1950, 167, ref. in Das Elektron 1950, 356
(34) Popular Science, Okt. 1949, 135, ref. in ART 1950, 5
(35) *Mataré*, Das Elektron 1949, 255 ff.
(36) *Hungermann*, Das Elektron 1950, 357 ff.
(37) *Mataré*, Das Elektron 1950, 368 ff.

(38) *Hollmann*, Naturwissenschaften *17*/1929, 728
(39) Electronics, März 1949, 128
(40) Electronics, August 1949, 120
(41) Electronics, August 1949, 90
(42) Electronics, Juli 1950, 81 ff., ref. in Das Elektron 1950, 379
(43) Electronics, November 1949, 120, ref. in Das RADIO-MAGAZIN 1950, 52
(44) Electronics, Juli 1950, 167, ref. in Das Elektron 1950, 356,
s. a. *Büll*, FUNKSCHAU 1953, H. 19, S. 388
(45) Electronics, Oktober 1949, 80, ref. in ART 1950, 5
(46) *Ahrens*, Technische Hausmitteilungen des NWDR 1950, *12*, 406 ff.
(47) *Büll*, FUNKSCHAU 1950, 209
(48) *Fricke*, ATM-Z 631
(49) *Mataré*, Empfangsprobleme im Ultrahochfrequenzgebiet (R. Oldenbourg, München 1951)
(50) *Coblenz* und *Owens*, Electronics März 1953, 98; April 1953, 135; Mai 1953, 162; Juni 1953, 166; Juli 1953, 158; August 1953, 156; September 1953, 156; Oktober 1953, 158; November 1953, 166; Dezember 1953, 186; Januar 1954, 158
(51) Siemens Zeitschrift 1953, 397
(52) *Fahnestock*, Electronics Oktober 1953, 130
Malsch und *Dehmelt*, Telefunken Zeitung Nr. *99*, 121
Malsch, Engbert, Beneking, Die Telefunken-Röhre, Festschrift 1953, 147, Franzis-Verlag München
Mende, Elektro-Technik (Würzburg) 1953, Nr. 41/42, S. 10
(53) Wireless World, September 1951, 338
(54) Radio-Electronics, November 1952, 118
(55) Radio-Electronics, März 1953, 86
(56) *Nowak*, FUNKSCHAU 1951, H. 20, S. 395
(57) Electronics, Januar 1953, 112; ref. in FUNKSCHAU 1953, H. 21, S. 424
(58) *Friebe*, FUNKSCHAU 1953, H. 11, S. 195
(59) *Mende*, FUNKSCHAU 1953, H. 5, S. 75
(60) *Büll*, das elektron 10/1953, 312
(61) *Braunbeck*, Österreichische Radio-Schau 1953, 204
(62) Electronics, Juni 1953, 200
(63) *Mueller* und *Pankove*, RCA-Review Dezember 1953, 586
(64) Electronics, Januar 1954, 224
(65) *Shea*, Electronics, September 1952, 107
(66) *Fahnestock*, Electronics, März 1953, 113
Lohmann, Electronics, September 1953, 140
(67) *Mende*, Elektronik 1953, Nr. 8, S. 61 (Franzis-Verlag, München)
(68) *Vincent*, Electronics, Dezember 1951, 84
s. a. Elektronik 1952, Nr. 4, S. 27 und 1953 Nr. 1, S. 6
Nicht mehr berücksichtigt: *Silverstein*, Electronics, Februar 1954, 150
(69) *Shaw* und *Jenkins*, Electronics Oktober 1953, 166
(70) *van der Ziel*, Journ. Appl. Phys. November 1948, 999, ref. in Frequenz 1950, 26

Namensverzeichnis *)

Bardeen 114
Blaupunkt 32, 33
Branly 111
Braun 111, 112
Braunbeck 75
Brittain 114
v. Bronk 113
Büll 75

CBS-Hytron 61, 67, 68
Clapp 78
Colpitts 78

Edison 113

Feddersen 110
Fleming 113
Friebe 69

General Electric 23, 27, 50, 61, 67

Hertz 110, 111
Hughes 111

Intermetall 20, 23, 61, 67, 89, 93

Koepsel 112

Labor W 81
Lee de Forest 113
Lieben 113
Lodge 111
Loewe-Opta 45
Lorenz 35, 43, 45

Marconi 111
Mataré 56
Maxwell 111
Meißner 113
Möbus 110

Paffrath 28
Pauli 11
Philips 20
Popow 111
Poulsen 110, 113
Proton 20, 23, 28, 37, 69

RCA 63, 67, 77
Rost 20, 50, 61, 63, 67, 75

SAF 20, 45, 47, 50, 61, 67
Schloemilch 112
Schottky 12
Seibt 32, 33
Shockley 114
Siemens 21, 32, 33, 39, 40, 50, 61, 63, 67, 77, 81, 113
Sylvania 23, 50, 78

Tekade 21, 61, 63, 67
Telefunken 21, 23, 27, 33, 34, 50, 63, 67
Transistor Products 63

Valvo 61, 63

Wehnelt 113
Western Electric 67
Wien 112
Winkler 25

*) Weitere Namen im Vorwort und im Literaturverzeichnis.

Ablenkschaltung 93
Abstimmanzeige 36
Acceptor 10, 13, 26
Allglastechnik 23, 68, 114
Amateur 31, 41, 88
Amplitudensieb 48, 49
analogue transistor 64
Anlaufstrom 45
Anpassung ..... 31, 58, 81, 88, 104 ff.
Antenne ..... 31 ff., 103 ff.
Arbeitspunkt 17, 76, 83, 88
Atomtheorie 9
A-Transistor 60
Audion 74, 76, 81, 88
Ausbreitungswiderstand 13
Ausgangsleistung ..... 72 ff.
Austrittsarbeit 12

Basis- ..... 54 ff., 65, 72, 82
Basiswiderstand 59, 75, 77, 86
Bastler 30, 31
B-Betrieb 85, 93, 109
Begrenzer 46, 48, 49
Belastbarkeit 18, 62, 84, 98
Betriebsfrequenz 24, 43
Bild-Demodulator 48
Bleiglanz 12, 16, 69
Block-Basisschaltung ..... 58 ff.
Breitbandverstärkung 80

C-Gleichrichtung 17
coaxialer Transistor 56, 60
Collector- ..... 54 ff.
Collector-Basisschaltung .... 73 ff., 85

dc-restorer 49
Defektelektronen 10
Demodulator .. 6, 15, 32, 38 ff. 44 ff. 48, 74, 81, 102, 104, 109
Detektor .. 6, 28, 30 ff., 42, 53, 110 ff.
Detektorempfänger 5, 7, 17, 30 ff., 88, 100, 103, 114
Detektorkristall 16, 28
Detektortheorie 7
Dezimeter- 42, 47
Dielector ..... 101 ff.
Dielektrischer Verstärker ..... 99 ff.
Diffusion- 13, 29, 56
Diodenstrom 39, 48
Diskriminator 45
Donator- 10, 13, 26
Doppelbasis-Transistor 65, 80
Drahttransistor 60
Dreikreiser 33
dual 70
Duodioden ..... 50...52
Durchlaßrichtung ..... 17, 27, 54 ff.
Dynamikbegrenzer 46

Eigenfrequenz 24
Eigeninduktivität 18, 24
Eigenkapazität 14, 15, 18, 22, 32
Eingangswiderstand 58 ff., 64, 70, 82, 85, 90 ff.
Einkreiser 33
Einkristall 19, 25, 27, 62
Elektronenbeweglichkeit 19
Elektronenemission 5, 8
Elektronenhalbleiter 9
Elektronenleitung 12, 43, 64
Elektronenschalen 9
Elektronenvolt, eV 11
Elektrostriktion 8
Emitter ..... 54 ff.
Emitter-Basisschaltung .... 73 ff., 85
Emitterwiderstand ..... 58 ff., 77
Empfängerklassen 6
Empfindlichkeit 14, 15, 38
Energieband, -niveau 9, 11
Entdämpfung 75
Erde 37
Ersatzschaltbild ..... 24, 58, 72 ff.
Exponentialtrichter ..... 105 ff.

Fadentransistor 60
Feld, el. 8, 64, 100
Fernempfang 30
Fernsehempfänger ..... 47 ff., 93 ff.
Fieldistor ..... 64 ff., 69

Flächendiode 6, 18, 47
Flächengleichrichter 13
Flächensysteme 19
Flächentransistor ..... 57 ff., 62 ff.
Flußrichtung 14
Formierprozeß 27
Fremdatome, -elemente 10, 13, 14, 25
Fritter 15, 111

Gegenkopplung 86
Gegentakt- ..... 85 ff., 109
Gehäuse ..... 22, 23, 66 ff.
Gemischt-Halbleiter 9
Geradeausempfänger 76, 88
Germanium
6, 9 ff., 18 ff., 25, 26, 30, 60, 62, 69, 84
Germaniumdiode s. Kristalldiode
Gittervorspannung 46
Gleichrichter 6, 47
Gleichrichtertheorie 7, 9
Grattransistor 60
Grenzfrequenz
57, 59, 60, 69, 72, 79, 84, 105
Grenzschicht 8, 12, 13, 43, 56
Grundschaltungen ..... 72 ff., 89 ff.

Hakentransistor 62
Halbleitertheorie ..... 6 ff., 15, 55 ff.
Handkapazität 40
Heizung 5, 44, 46, 47, 79, 100
Hf-Verstärker ..... 79 ff.
Höchstfrequenz- 22, 24

Intermetallische Verbindungen
6, 9, 18, 25, 84
Inversionsfläche 56
Ionenhalbleiter 9
Isolatoren 9, 11, 24, 25, 109

Kaskadenschaltung 48, 49
Kennlinien 7, 8, 18, 19, 27, 71, 72
Klirrfaktor 80, 86
Kohärer 15, 111
Kommerzielle Geräte 15, 114
komplementär-symmetrische
Schaltungen ..... 74, 85 ff., 94
Kontakt- 13, 17, 22, 24, 27, 68
Kontaktgleichrichter 19
Kopfhörer ..... 31, 39, 85, 104 ff.
Kristalldetektor 8, 13, 14, 16, 18
Kristalldiode 6, 10, 12, 18, 19, 23,
25, 27, 28, 30 ff., 44 ff., 53, 102
Kristalloden 53, 110
Kristallone 53
Kristalltetrode ..... 53, 64 ff., 78 ff.
Kristalltriode 53
Kupferoxydul- 19, 22
Kurz-Lang-Schalter 35
Kurzschlußstabilität 59
Kurzschlußstromverstärkung 59
Kurzwellen- 30, 39, 104

Ladungsträger 13, 56, 60
Laufzeit- 42, 43
Lautsprecher ..... 31, 84 ff., 104 ff.
Lautstärke 35, 37, 75, 109
Lautstärkeregelung 83, 84
Lebensdauer von Kristalloden
22, 44, 66
Lebensdauer von Ladungsträgern 57
Leerlaufspannungsverstärkung 59
Leistungsverstärkung ..... 84 ff., 99
Leitfähigkeitsband 11
Lichtempfindlichkeit 11, 98
Löcherleitung ..... 10, 12, 43, 55 ff.
Löcherinjektion ..... 55 ff.
Löten 22, 66, 95

Magnetische Verstärker ..... 98 ff.
Mikrofonverstärker 81, 82
Misch- ..... 42 ff., 47, 65, 78 ff., 102

Nadel, -spitzen 13, 24, 27, 57, 58, 64, 78
Netzteil 46, 88
neutrale Atome 13
Nf-Verstärker ..... 81 ff., 98 ff.
npn-Transistor ..... 62 ff., 85 ff.
n-Typ ..... 10, 12, 28, 55 ff.

Oszillator ..... 76 ff., 89, 93
Oxydschicht 8

Paare ..... 50...52
Periodisches System 25, 26

Perl-Dioden 22
Phasendrehung ..... 77, 86 ff.
Phasenumkehrstufen 87
pnp-Transistor .... 57 ff., 62 ff., 85 ff.
pn-Verbindung 29
Potentialschwelle .. 12 ff., 55 ff., 62, 64
Primärempfang 32, 36
p-Typ ..... 10, 12, 28, 55 ff.

Quartette ..... 50...52
Quellenwiderstand 58

Raumladung 56
Raumtemperatur 11, 43
Rauschen, Rauschzahl
44, 59 ff., 69 ff., 79, 88
Reinheitsgrad 25
Rekombination ..... 57 ff.
Resonanzüberhöhung 32
Reststrom 85
Ring(de)modulator ..... 50...52, 89
Röhren 5, 30, 42, 44, 48, 62, 66,
70 ff., 83 ff., 95 ff., 103, 113 ff., 115
röhrengleicher Transistor 64, 78
Rückkopplung 76, 113
Rückwirkung- 43, 55, 66, 76, 79
Rundfunkempfänger .. 6, 44 ff., 70 ff.

Schicht- s. Flächen-
Schneidentransistor 60
Schutzwiderstand 98
Schwarzsteuerung 49
Schwingkreis ..... 31 ff., 79, 88
Schwingneigung 8, 75, 80, 84, 88
Sekundärempfang ..... 33 ff.
Selbstbau 28, 69
Signal-/Rauschverhältnis 70
Silizium 6, 9, 11, 16, 19, 22, 25, 26
Siliziumdetektor, -diode
17, 18, 22, 28, 33, 49
Sirutor 22
Spannungsverstärkung .. 57 ff., 90 ff.
Spannungsvervielfachung 39
Sperrichtung ..... 14, 19, 54 ff.
Sperrschicht 11, 22, 24, 43, 55
Sperrspannung 12, 18, 38, 98
Spiegelselektion 102
Spitzendiode, -gleichrichter
6, 11, 18, 19
Spitzentransistor ..... 57 ff.
Spulen ..30, 33 ff., 75 ff., 80, 89, 93, 109
Stabilität ..... 72 ff., 81
Stammbaum, Detektor- 14
Stammbaum, Transistor- 53
Störbegrenzer 46
Störstellen, -halbleiter 10, 12, 19, 29, 68
Stromdichte 22
Stromträger 9
Stromverstärkung ..... 57 ff.
Superhet s. Überlagerungsempfang
Synchrodyne 89, 93
synthetische Detektoren 28

Tandem-Endstufe 85
Temperatur- 11, 43, 95, 100, 108
Tertiärempfang 33, 36, 39
Theorie s. Atom-, Detektor-, Gleichrichter-, Halbleiter- und Transistortheorie
Trägerfrequenztechnik 52
Transistor .. 5, 12, 19, 23, 42, 43, 53 ff.
Transistorsymbole 54
Transistortheorie ..... 55 ff.
Trennschärfe 35, 37, 38, 75, 109

Überbrückungskondensator
31, 83, 93, 97, 104
Überlagerungsempfang 42, 76, 88
Überlastungsschutz ..... 88, 96 ff.
Überschußleitung 10
Übertrager 34, 36, 81
Übertragungswiderstand 59
Ultrakurzwellen- 40, 104, 110
unipolarer Transistor 64

Valenz- 9, 11, 57
Varistoren ..... 45, 49 ff.
Verarmung- 55, 57
Verbotenes Band 11
Verdrahtung 44, 47, 66
Verluste ..... 24, 31, 37, 84, 108 ff.
Verschweißung 17, 23, 27
Verstärkung 62, s. a. Spannungs- und Stromverstärkung
Verstärkungsregelung 80, 81
Verunreinigungen 9, 10, 13, 66
Vierpolkonstanten .... 58 ff., 115, 116

Vierpoltransistor ..... 65 ff.
Vorspannung 17, 79, 82, 83, 87
Vorstrom 18, 38

Wachsfüllung 22, 66
Weglänge, mittl. 19
Wellenanzeiger..... 14, 15, 111, 112
Westector 22
Widerstandstransformation 33
Widerstandszunahme..... 57
Wirkungsgrad 5, 6, 31, 59, 85 ff., 105 ff.

Zf-Kreis 79
Zf-Verstärker ..... 79 ff.
Züchten von Kristallen 27
Zweikreiser 33

Tabelle I: Detektor-Kombinationen 16
Tabelle II: Spitzendioden 20/21
Tabelle III: Duodioden und Varistoren 51/52
Tabelle IV: Kennzeichnende Transistordaten 59
Tabelle V: Spitzentransistoren für Verstärker 61
Tabelle VI: Flächentransistoren für Verstärker 63
Tabelle VII: Kenndaten für Transistorgrundschaltungen 73
Tabelle VIII: Stufenkombinationen mit Spitzentransistoren 90
Tabelle IX: Stufenkombinationen mit Flächentransistoren 91
Tabelle X: Bedeutung der Stufenkombinationen 92
Tabelle XI: Einzelteilwerte zu Bild 23 115
Tabelle XII: Gebrauchsformeln für Transistorstufen 116

H E R B E R T G. M E N D E

Beratender Ingenieur VBI

schrieb die folgenden RADIO-PRAKTIKER-BÄNDE:

UKW-FM-Rundfunk in Theorie und Praxis
Mit 35 Bildern und 4 Tabellen. 4. und 5. Auflage. Nr. 3

UKW-Empfang mit Zusatzgeräten
Mit 16 Bildern und 9 Tabellen. 5. Auflage. Nr. 4

Superhets für UKW-FM-Empfang
Mit 21 Bildern und 1 Tabelle. 1. und 2. Auflage. Nr. 5

Antennen für Rundfunk- und UKW-Empfang
Mit 30 Bildern und 7 Tabellen. 6. und 7. Auflage. Nr. 6

Radio-Röhren
128 Seiten mit 65 Bildern. Doppelband. 2. Auflage. Nr. 18/19

Rundfunkempfang ohne Röhren
Vom Detektor zum Transistor
Mit 94 Bildern und 12 Tabellen. Doppelband. 5. erweiterte Auflage. Nr. 27/27a

Kleines Praktikum der Gegenkopplung
Mit 33 Bildern und 4 Tabellen. 1. Auflage. Nr 48

Praktischer Antennenbau
Mit 51 Bildern und 9 Tabellen. 3. und 4. Auflage. Nr. 50

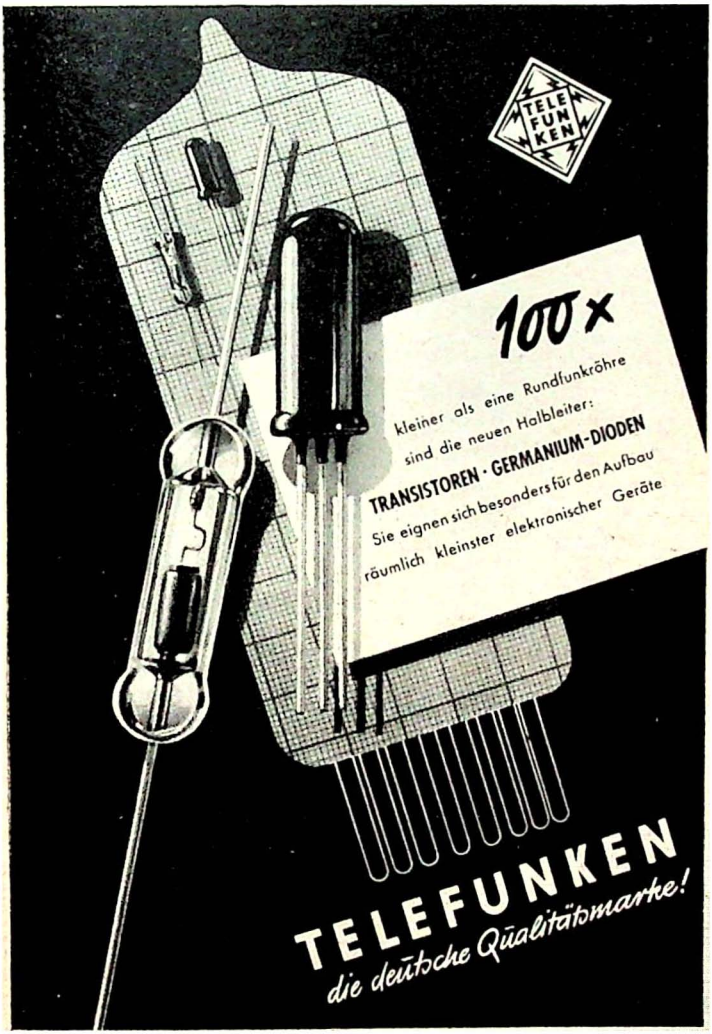
Funk-Entstörungs-Praxis
Mit 43 Bildern und 6 Tabellen. 1. und 2. Auflage. Nr. 59

In der TECHNIKUS-BÜCHEREI erschienen von Herbert G. Mende:

Elektronik und was dahinter steckt
Mit 57 Bildern. Nr. 1

Das Buch von der Kamera
Mit über 35 Bildern und mehreren Tabellen. Nr. 4

F R A N Z I S - V E R L A G · M Ü N C H E N


TELEFUNKEN
100 x
kleiner als eine Rundfunkröhre
sind die neuen Halbleiter:
TRANSISTOREN · GERMANIUM-DIODEN
Sie eignen sich besonders für den Aufbau
räumlich kleinster elektronischer Geräte
TELEFUNKEN
die deutsche Qualitätsmarke!

Franzis-Fachbücher für Radio- und Fernsehtechnik

ING. OTTO LIMANN

Funktechnik ohne Ballast

Einführung in die Schaltungstechnik der Rundfunk- und UKW-Empfänger. Ca. 220 Seiten, 400 Bilder, 10 Tafeln. 3. Auflage 1955. Ganzleinen ca. 12 DM

DIPL.-ING. WILHELM HASSEL UND ING. ERWIN BLEICHER

Trafo-Handbuch

Handbuch der Netz- und Tonfrequenz-Transformatoren und Drosseln in Berechnung, Entwurf und Fertigung. 288 Seiten, 158 Bilder, 24 Tafeln. 1951. Kart. 18.80 DM, Halbleinen 19.80 DM

DR RUDOLF GOLDAMMER

Der Fernseh-Empfänger

Schaltungstechnik, Funktion und Service. Ca. 160 Seiten mit ca. 220 Bildern und 5 Tabellen. 2. Auflage 1955. Ganzleinen ca. 12 DM

ING. GERHARD HENNIG

Dauermagnettechnik

132 Seiten, 121 Bilder, 16 Tabellen. 1952. Kart. 12.60 DM, Halbleinen 13.80 DM

HELMUT SCHWEITZER

Röhrenmeßtechnik

192 Seiten, 118 Bilder. 1950. Kart. 12 DM, Halbleinen 13.80 DM

ING. HEINZ RICHTER

Hilfsbuch für Katodenstrahl-Oszillografie

220 Seiten, 176 Bilder, 79 Oszillogramme, 12 Tabellen. 2. Auflage 1953. Kart. 12 DM, Halbleinen 13.80 DM

HANS-JOACHIM SCHULTZE

Funktechnische Nomogramme

73 Tafeln in Mappe. 1950. Kart. 9 DM

ING. ERNST HANNAUSCH

Wie richte ich meine Radiowerkstatt ein?

52 Seiten, 17 Bilder, zahlreiche Tabellen. 1950. Kart. 3.50 DM

FRITZ KUNZE

Amerikanische Röhren

64 Seiten, 23 Tabellen, 70 Bilder, 422 Sockelschaltungen. 5. Auflage 1948. Kart. 3.80 DM

Röhren-Taschen-Tabelle

144 Seiten mit vielen Sockelschaltungen. 5. Auflage 1955. Kart. 4.90 DM

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

S·A·F GERMANIUM-DIODEN

Type	Eigenschaften, hauptsächliche Anwendung	Max. Sperr-spannung V	Sperr-strom µA (bei −10 V)	Durch-laß-strom mA (bei + 1 V)
Rundfunk				
DS 1601	UKW-Technik, Begrenzer, Mischer, Kommerzielle Verwendung, Elektronik	40	100	3
DS 1604	Begrenzer, Rauschunterdrückungsschaltung, Prüfdetektor, Elektronik	25	400	1,5
DS 180u **Paar**	Verhältnisgleichrichter-Schaltungen (Ratio-Detektor) in UKW-Rundfunkempfängern. Paarung nach Symmetrie der Umwandlerkurve und optimaler AM-Unterdrückung bei 10,7 MHz	40	100	3
Fernsehen				
DS 1601	Regelspannungserzeugung	40	100	3
DS 1606	Video-Gleichrichterdiode; Bilddemodulation. Ausgesucht nach Richtstromausbeute bei 25 bzw. 39 MHz	25	200	3
DS 161s	Regelspannungserzeugung, Schwarzpegelgewinnung	80	10	3
DS 181z **Paar**	Phasendiskriminator zur Zeilenfrequenz-Regelung (Sortierung paarweise bei Zeilenfrequenz)	80	20	2,5
DS 180v **Paar**	Verhältnisgleichrichter (Ratio-Detektor). Paarung nach Symmetrie der Umwandlerkurve und optimaler AM-Unterdrückung bei 5,5 MHz	40	100	3

Wir fertigen auch **Transistoren, Elektrolyt-Kondensatoren** (auch mit Tantal-Elektrode). Gerne beantworten wir Anfragen über Einzelheiten.

Bitte verlangen Sie unsere **Druckschrift L 625a** für **Spezial-Dioden.**

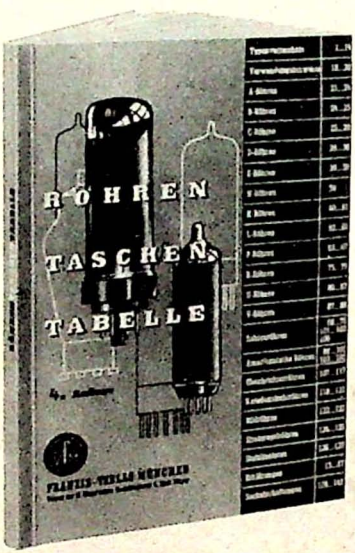
S·A·F

SUDDEUTSCHE APPARATE-FABRIK

Abteilung der Standard Elektrizitäts-Gesellschaft AG

NURNBERG

Jeder Radiotechniker braucht eine zuverlässige Röhrentabelle

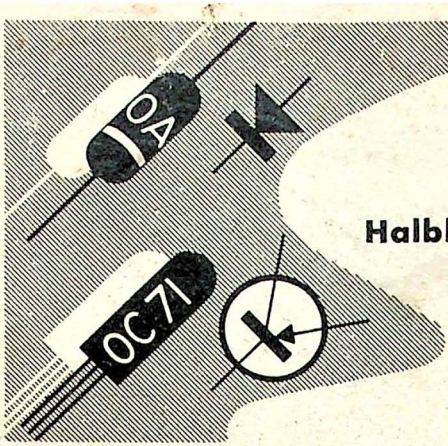


Die Röhren-Taschen-Tabelle erschien 1955 in 5. Auflage, 160 Seiten, mit den Daten von ca. 2300 Röhren, darunter von über 500 amerikanischen Typen, und vielen Sockelschaltungen.

Preis 4.90 DM

FRANZIS-VERLAG · MÜNCHEN

TE KA DE
TE·KA·DE
GFT 21
TE·KA·DE
3/16
TE·KA·DE
3/16
TRANSISTOREN
GERMANIUM-
DIODEN
KUPFEROXYDUL-
GLEICHRICHTER
RADIO-RÖHREN
TE·KA·DE
NÜRNBERG 2



VALVO

Halbleiter-Dioden und Transistoren

Germanium-Dioden

OA 70	HF-Diode für niederohmige Gleichrichterschaltungen. Speziell für Video-Demodulatorstufen in Fernsehempfängern.
OA 71	Allzweck-Diode mit hohem Sperrwiderstand für eine Spitzensperrspannung von 90 Volt.
OA 72	HF-Diode für hochohmige Gleichrichterschaltungen.
2 OA 72	Diodenpaar für Ratiodetektor- und Diskriminatorschaltungen.
OA 73	HF-Diode mit kleinen Fertigungsstreuungen für niederohmige Gleichrichterschaltungen in kommerziellen Anlagen und Geräten.
OA 74	Allzweck-Diode für eine Spitzensperrspannung von 60 Volt.
OA 81	Allzweck-Diode für eine Spitzensperrspannung von 115 Volt.
OA 85	Allzweck-Diode mit hohem Sperrwiderstand für eine Spitzensperrspannung von 115 Volt.

p-n-p-Flächentransistoren

OC 70	Für NF-Vorverstärkerstufen.
OC 71	Für NF-Treiber- und Endstufen.
OC 72	Für NF-Endstufen.
2 OC 72	Für NF-Endstufen im Gegentakt-Klasse-B-Betrieb.

VALVO G·M·B·H·

HAMBURG 1 · BURCHARDSTRASSE 19